

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
SALIM MOUTTOU

NOUVELLES APPROCHES DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF
PARALLÈLE À SOURCE DE COURANT

Octobre 2002

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

Dans ce mémoire nous présentons deux nouvelles stratégies de commande d'un filtre actif shunt à source de courant pour éliminer les harmoniques produits par une charge non linéaire. Le filtre actif à source de courant présente une excellente capacité de commande du courant, une protection facile et une meilleure fiabilité que le filtre à source de tension. Les stratégies de commande proposées sont basées sur une technique dans le domaine fréquentiel et présentent l'avantage de convenir pour un onduleur de courant à six interrupteurs seulement plutôt que quinze tel que proposé dans la littérature.

Les algorithmes développés pour la génération des fonctions de commutation du filtre actif sont présentés. Les résultats de simulation obtenus avec les logiciels Matlab et PSIM montrent l'efficacité des approches proposées.

Afin de vérifier la faisabilité de l'approche proposée, basée sur la méthode de G. Choe et M. Park, un prototype expérimental d'un filtre actif à source de courant a été réalisé ; le système dSPACE a été utilisé pour l'implantation de l'algorithme proposé et de la commande du filtre. Les résultats expérimentaux obtenus concordent avec les résultats théoriques.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à la Chaire de recherche Hydro-Québec sur la Puissance et l'Énergie Électrique (CPEE) de l'Université du Québec à Trois-Rivières, sous la direction de Monsieur Éloi Ngandui et de Monsieur Pierre Sicard.

Je voudrais tout d'abord exprimer toute ma reconnaissance envers mon directeur de recherche, Éloi Ngandui, Professeur à l'UQTR, pour son encadrement et surtout pour tous les conseils avisés qu'il a sus me prodiguer tout au long de mon travail.

Je remercie vivement mon co-directeur de recherche Monsieur Pierre Sicard, Professeur à l'UQTR, pour l'aide scientifique et technique qu'il m'a apportée tout au long de ce mémoire.

Ma reconnaissance aux chercheurs de notre chaire, Monsieur Abdellfattah Ba-Razzouk pour ses compétences en électronique de puissance qui ont permis la conception de notre maquette, et Monsieur Jianhong Xu pour ses suggestions scientifiques.

Avant de terminer, je voudrais dédier ce mémoire à mes parents et à mes sœurs et frères qui m'ont apporté soutien et encouragements.

Enfin, je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce mémoire.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	I
REMERCIEMENTS	II
LISTE DES TABLEAUX.....	VI
LISTE DES FIGURES.....	VII
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	IX
1. INTRODUCTION.....	1
2. PERTURBATIONS HARMONIQUES ET SOLUTIONS DE COMPENSATION.....	7
2.1. Perturbations harmoniques des réseaux	8
2.1.1. Caractérisation des harmoniques	8
2.1.2. Effets indésirables des harmoniques sur les installations	12
2.1.2.1. Effets instantanés	13
2.1.2.2. Effets différés	14
2.1.2.3. Pertes supplémentaires dues aux harmoniques	16
2.1.3. Réglementation.....	16
2.2. Solutions traditionnelles pour l'élimination des courants harmoniques	19
2.2.1. Optimisation des topologies des convertisseurs	20
2.2.2. Transformateurs à couplage spécial	21
2.2.3. Inductances (<i>selfs</i>) série	22
2.2.4. Filtre passif.....	22
2.3. Topologies de filtres actifs.....	24
2.3.1. Configurations de base des filtres actifs	25
2.3.1.1. Filtre actif parallèle	25
2.3.1.2. Filtre actif série	26
2.3.2. Structure universelle	27
2.3.3. Structure hybride	28
2.3.3.1. Filtre hybride série	29
2.3.3.2. Filtre hybride parallèle	30
2.3.3.3. Filtre hybride parallèle-série	31
2.4. Sommaire	32
3. STRUCTURES ET COMMANDES DE FILTRES ACTIFS PARALLÈLES.....	33
3.1. Structures des filtres actifs.....	34

3.1.1.	Description des filtres actifs parallèles	34
3.1.1.1.	Filtre actif parallèle à source de tension	34
3.1.1.2.	Filtre actif parallèle à source de courant	36
3.1.2.	Comparaison des deux structures	38
3.1.2.1.	Éléments de stockage d'énergie	38
3.1.2.2.	Composants semi-conducteurs	40
3.1.2.3.	Commande et protection	40
3.1.2.4.	Atténuation des harmoniques dus aux découpages	41
3.2.	Stratégies de commande des filtres actifs	42
3.2.1.	Stratégie de commande basée sur la puissance instantanée	43
3.2.2.	Stratégie de commande basée sur la théorie d'injection optimisée	45
3.3.	Sommaire	49
4.	NOUVELLES STRATÉGIES DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF À SOURCE DE COURANT	52
4.1.	Principe de fonctionnement du filtre actif	53
4.2.	Méthode d'injection triphasée optimisée	57
4.2.1.	Expressions mathématiques des fonctions de commutation	58
4.2.1.1.	Élimination des harmoniques 5 et 7	58
4.2.1.2.	Élimination des harmoniques 5, 7, 11 et 13	59
4.2.1.3.	Élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17 et 19	61
4.2.1.4.	Mode roue libre	62
4.2.2.	Algorithme de résolution	64
4.2.3.	Validation numérique	67
4.2.3.1.	Système simulé	67
4.2.3.2.	Résultats de simulation avec MATLAB	69
4.2.3.3.	Résultats de simulation avec PSIM	70
4.3.	Méthode d'injection optimisée basée sur le principe des aires	76
4.3.1.	Principe de la MITAO	76
4.3.2.	Validation numérique	82
4.4.	Sommaire	84
5.	VALIDATION EXPÉRIMENTALE	86
5.1.	Description de la maquette expérimentale	86
5.2.	Résultats expérimentaux	90
5.3.	Sommaire	95
6.	CONCLUSION	97
	BIBLIOGRAPHIE	100

ANNEXES

Annexe A	Angles de commutation en fonction du rapport d'injection.....	104
Annexe B	Détermination des points d'inflexion	105
Annexe C	Les angles de compensation avec la méthode des aires	109
Annexe D	Système dSPACE	112

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau 2-1 : Limites de distorsion du courant harmonique (I_h) en % de I_L (norme IEEE 519-1992).....</i>	<i>18</i>
<i>Tableau 3-1 : Comparaison des deux structures d'onduleurs.....</i>	<i>51</i>
<i>Tableau 4-1 : Signaux de commande de base et impulsions de court-circuit.....</i>	<i>63</i>
<i>Tableau 4-2 : Paramètres utilisés pour la simulation.....</i>	<i>69</i>
<i>Tableau 4-3 : Angles de commutation en fonction du rapport d'injection x_o.....</i>	<i>70</i>
<i>Tableau 4-4: THD_i en fonction du rapport d'injection avec la MITO.....</i>	<i>75</i>
<i>Tableau 4-5 : Modifications des fonctions de commutation.....</i>	<i>82</i>
<i>Tableau 4-6 : THD_i en fonction du rapport d'injection avec la MITAO.....</i>	<i>84</i>
<i>Tableau 5-1 : THD_i mesurés en fonction du rapport d'injection avec la MITO.....</i>	<i>95</i>
<i>Tableau A-1: Angles de commutation avec la MITO en fonction du rapport d'injection x_o pour l'élimination des harmoniques 5 et 7.....</i>	<i>103</i>
<i>Tableau A-2: Angles de commutation avec la MITO en fonction du rapport d'injection x_o pour l'élimination des harmoniques 5, 7, 11 et 13</i>	<i>103</i>

LISTE DES FIGURES

Figure 2-1 : Modélisation du réseau et de la charge.....	9
Figure 3-1 : Filtre actif à structure de tension.....	35
Figure 3-2 : Interrupteurs équivalents du filtre actif à source de tension.....	36
Figure 3-3 : Filtre actif à structure courant.....	37
Figure 3-4 : Interrupteurs équivalents du filtre actif à source de courant.....	37
Figure 3-5 : Vecteurs spatiaux instantanés.....	44
Figure 3-6: Circuit du filtre actif de puissance utilisé par G. Choe et M. Park.....	46
Figure 4-1 : Schéma unifilaire du réseau électrique avec filtre actif.....	53
Figure 4-2 : Onde du courant de la ligne i_s ; a) courant de la charge; b) courant harmonique	54
Figure 4-3 : Schéma du filtre actif à source de courant	54
Figure 4-4 : Schéma du redresseur	55
Figure 4-5 : Fonctions de commutation pour l'élimination des harmoniques 5 et 7.....	58
Figure 4-6 : Fonctions de commutation pour l'éliminations des harmoniques 5, 7, 11 et 13.....	60
Figure 4-7 : Fonctions de commutation pour l'élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17 et 19.....	61
Figure 4-8 : Schéma logique permettant de provoquer une conduction simultanée des interrupteurs 1 et 4.....	63
Figure 4-9 : Schéma du réseau électrique avec filtre actif.....	68
Figure 4-10 : Courants de la charge i_L , de la ligne i_s et du filtre actif i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$	71
Figure 4-11 : Spectres du courant dans la ligne i_s avant compensation i_L et après compensation i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$	71
Figure 4-12 : Courants de la charge i_L , de la ligne i_s et du filtre actif i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$	72
Figure 4-13 : Spectres du courant dans la ligne i_s avant compensation i_L et après compensation i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$	72
Figure 4-14 : Courants de la charge i_L , de la ligne i_s et du filtre actif i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$	73
Figure 4-15 : Spectres du courant dans la ligne i_s avant compensation i_L et après compensation i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$	73
Figure 4-16 : Courants de la charge i_L , de la ligne i_s et du filtre actif i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$	74
Figure 4-17 : Spectres du courant dans la ligne i_s avant compensation i_L et après compensation i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$	74
Figure 4-18 : Principe de la MITAO.....	77
Figure 4-19 : Angles de commutation pour la première et la quatrième section	80
Figure 4-20 : Signal de commande pendant la première et la quatrième section.....	81
Figure 4-21 : Courants de la charge i_L , de la ligne i_s et du filtre actif i_C avec la MITAO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$	83
Figure 4-22 : Spectres du courant dans la ligne i_s avant compensation i_L et après compensation i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$	83
Figure 5-1 : Schéma bloc de la maquette expérimentale.....	87
Figure 5-2 : Source de tension continue.....	89
Figure 5-3 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$	91

Figure 5-4 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$	91
Figure 5-5 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$	92
Figure 5-6 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$	92
Figure 5-7 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$	93
Figure 5-8 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$	93
Figure 5-9 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$	94
Figure 5-10 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$	94
Figure D-1 : Schéma du système complet dSPACE.....	111
Figure D-2 : Implantation automatique du modèle Simulink sur le matériel dSPACE.....	113
Figure D-3 : Schéma de l'environnement d'expérimentation complet de dSPACE.....	116

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

a_n	Coefficient de Fourier du courant du filtre actif
A_n	Coefficient de Fourier du courant de la charge non linéaire
BT	Basse tension
ca	Courant alternatif
cc	Courant continu
C	Capacitance, F
CSI	Onduleur de courant (<i>Current Source Inverter</i>)
f	Fréquence fondamentale, Hz
FAP	Filtre actif parallèle
FAS	Filtre actif série
FPB	Filtre Passe Bas
HT	Haute tension
i	Courant instantané, A
i_c	Courant de compensation d'un filtre actif, A
i_L	Courant côté alternatif de la charge non linéaire, A
I	Courant efficace, A
I_c	Courant côté continu d'un filtre actif type source de courant, A
I_d	Courant côté continu d'une charge non-linéaire, A
I_{sc}	Courant de court-circuit au point de couplage commun, A
L	Inductance, H

M	Nombre d'impulsions par quart de période
$MIOT$	Méthode d'injection optimisée triphasée
$MIOA$	Méthode d'injection optimisée basée sur le principe des aires
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
MT	Moyenne tension
n	Rang harmonique
N	Rang d'harmonique à éliminer
p	Puissance active instantanée, W
\tilde{p}	Puissance active instantanée fluctuante, W
P ou \bar{p}	Puissance active moyenne, W
PCC	Point de Couplage Commun
R	Résistance, Ω
t	Temps, sec
T	Interrupteur
THD_i	Taux de distorsion harmonique en courant
THD_v	Taux de distorsion harmonique en tension
q	Puissance réactive instantanée, var
\tilde{q}	Puissance réactive instantanée fluctuante, var
Q ou \bar{q}	Puissance réactive moyenne, var
v	Tension instantanée, V
v_c	Tension de compensation d'un filtre actif, V
v_L	Tension côté alternatif de la charge non linéaire, V

V	Tension simple efficace, V
V_c	Tension côté continu d'un filtre actif type source de tension, V
VSI	Onduleur de tension (<i>Voltage Source Inverter</i>)
V_d	Tension côté continu d'une charge non-linéaire, V
x_0	Rapport d'injection
X	Réactance, Ω
X_c	Réactance globale de la ligne, Ω
X_{cc}	Réactance d'un condensateur, Ω
Z	Impédance, Ω
α	Fonction de commutation
ω	Pulsation électrique fondamentale, rad/sec
θ	Angle électrique
ε_v	Fluctuation relative de tension continue
ε_i	Fluctuation relative de courant continu

INDICES

<i>a</i>	Phase a
<i>a, b, c</i>	Axes du plan abc
<i>b</i>	Phase b
<i>c</i>	Phase c
<i>cc</i>	Court circuit
<i>C</i>	Compensateur ou filtre actif
<i>d</i>	Côté continu d'une charge non-linéaire
<i>f</i>	Composante fondamentale
<i>F</i>	Filtre passif
<i>L</i>	Côté alternatif d'une charge non-linéaire
<i>h</i>	Composante harmonique
<i>max</i>	Maximum
<i>min</i>	Minimum
<i>moy</i>	Moyen
<i>s</i>	Source d'alimentation
<i>α, β</i>	Axes du plan stationnaire $\alpha - \beta$

Chapitre I

Introduction

La percée technologique d'applications de l'électricité de plus en plus performantes a été rendue possible en grande partie grâce à l'arrivée sur le marché des composants électroniques de puissance tels les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT et les transistors de forte de puissance. Ils apportent un progrès considérable tant du point de vue de la souplesse d'utilisation que des qualités dynamiques et de la rentabilité des procédés.

Les convertisseurs électriques et l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité accrus. Parmi les convertisseurs de puissance, les plus utilisés dans l'industrie notamment dans le transport d'énergie à courant continu, on retrouve les convertisseurs alternatif-continu désignés aussi par convertisseurs ca/cc. Dans les années à venir, il est estimé que 60% de tous les courants électriques seront traités d'une manière quelconque par des convertisseurs de puissance. Mais l'accroissement de leur utilisation au cours de la dernière décennie est devenue préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croître. Ces charges électroniques polluent non seulement le réseau de distribution de courant alternatif, mais certaines sont aussi très sensibles à la distorsion

de la tension. Les convertisseurs statiques ont un inconvénient majeur par le fait qu'ils sont des sources de perturbations harmoniques importantes. Ces perturbations provoquent le dysfonctionnement d'appareils sensibles (par exemple, relais de protection électroniques et convertisseurs eux-mêmes), le vieillissement d'isolants par effet de sur-échauffement, le claquage de condensateurs, des erreurs d'instruments de mesure, etc. C'est ce qui explique le développement des convertisseurs ca/cc à modulation de largeur d'impulsion qui offrent de meilleure performance que les convertisseurs ca/cc à commutation naturelle dans les applications de petite et moyenne puissance. Cependant, dans les applications industrielles de forte puissance tel qu'en galvanoplastie, en aluminerie, en alimentation des bobines de champ d'accélération de particule et en transport d'énergie à courant continu, les convertisseurs ca/cc, grâce à leur forte densité énergétique et à leur coût relativement réduits, occuperont pendant de nombreuses années encore une place de choix.

Au début de l'introduction de l'électronique de puissance dans les réseaux électriques, le problème des perturbations harmoniques n'était pas difficile à résoudre parce que le nombre et la taille des convertisseurs statiques ainsi que l'exigence de qualité de fourniture de l'électricité à la clientèle n'étaient pas aussi importants. Mais aujourd'hui les perturbations harmoniques concernent non seulement les ingénieurs électriciens mais également les concepteurs d'appareils électriques.

La qualité du courant électrique devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients ; ils adoptent donc, les uns comme les autres, la philosophie et les limites proposées par la norme IEEE 519-1992 [1].

Aujourd'hui, les récents progrès en matière de technologie de l'électronique de puissance apportent une capacité sans précédent de compensation et de correction de la distorsion harmonique générée par les charges non linéaires.

Plusieurs types de compensateurs ont été développés ces dernières années dans le but d'améliorer la qualité de l'onde de tension électrique. Parmi tous ces compensateurs, les filtres actifs, sources d'harmoniques de courant ou de tension, en vertu de leur mise en œuvre relativement moins complexe, semblent les plus prometteurs.

Les performances du filtre actif dépendent des semi-conducteurs de puissance utilisés pour réaliser l'onduleur et de la stratégie de commande retenue pour réaliser la compensation d'harmoniques de courant. Les stratégies de commande des filtres actifs peuvent être regroupées en deux catégories: celles basées sur une approche temporelle et celles basées sur une approche fréquentielle [2].

L'avantage majeur de la plupart des filtres actifs dont la stratégie de commande est élaborée dans le domaine temporel est leur rapidité de réponse face aux variations dans le réseau électrique [2][3]. Le caractère périodique des ondes déformées produites par les charges non linéaires n'est cependant pas pris en compte dans l'élaboration de la

commande ; autrement dit, aucune leçon n'est tirée des expériences passées. Par ailleurs, les filtres actifs à stratégie de commande dans le domaine temporel requérant des mesures uniquement en un point dans le réseau, sont généralement limités à des applications à nœud simple et ne conviennent pas à une compensation globale du réseau [4][5].

Les stratégies de commande des filtres actifs élaborées dans le domaine fréquentiel dépendent des caractéristiques périodiques des ondes déformées produites par les charges non linéaires tels que les redresseurs de puissance. Les filtres actifs à stratégie de commande dans le domaine fréquentiel conviennent pour des applications à nœud simple et peuvent être étendus à la minimisation globale de la distorsion harmonique à travers le réseau [4][5]. Leur principal inconvénient réside dans les contraintes liées aux calculs numériques: le nombre d'opérations à effectuer est élevé et dépend de l'harmonique de plus haute fréquence à éliminer, ce qui résulte en un temps de réponse relativement long. Pour ces raisons, la plupart de filtres actifs à stratégie de commande dans le domaine fréquentiel utilisés pour des applications en temps réel éliminent en général les harmoniques de rangs inférieurs à 20. les stratégies de commande de filtre actif shunt monophasé, à cinq interrupteurs basées sur le principe d'injection ont été proposés dans la littérature [4][6][7].

L'objectif de ce travail est de proposer des stratégies de commande des filtres actifs shunt triphasés, à six interrupteurs, basées sur des approches d'injection. Une des stratégies utilise la méthode de G. Choe et M. Park [6][7] et l'autre est basée sur la méthode des aires.

Ce mémoire est composé de deux parties. La première partie traite des filtres actifs et la seconde porte sur les deux nouvelles approches de commande des filtres actifs à source de courant basées sur le domaine fréquentiel.

Le deuxième chapitre porte sur la description des perturbations induites dans les réseaux de distribution par les convertisseurs statiques et la présentation des solutions traditionnelles et récentes de réduction de ces perturbations.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à la comparaison des circuits de puissance correspondant successivement aux filtres actifs à structure tension et à structure courant, ainsi qu'à l'étude de différentes stratégies de commande. L'étude des commandes sera concentrée sur la méthode d'injection optimisée introduite par G. Choe et M. Park et la méthode de la puissance instantanée.

Le quatrième chapitre présente les principes des deux nouvelles stratégies de commande dans le domaine fréquentiel d'un filtre actif shunt à source de courant. Afin d'illustrer les performances de ces deux nouvelles approches, nous présentons les résultats obtenus par simulation avec les logiciels MATLAB et PSIM.

Le cinquième chapitre porte sur la description de la maquette expérimentale que nous avons mise au point au laboratoire et aux résultats expérimentaux obtenus afin de confirmer les résultats théoriques.

Le sixième chapitre conclut le mémoire en présentant les contributions.

Chapitre II

Perturbations harmoniques et solution de compensation

Depuis plusieurs années, les convertisseurs statiques sont de plus en plus utilisés dans les équipements industriels et domestiques. Par exemple, ces dispositifs sont fréquemment employés dans la régulation de vitesse de moteurs à courant continu et alternatif, ainsi que dans les systèmes informatiques ou les récepteurs TV. Ils sont également utilisés pour : la traction ferroviaire, l'électrolyse, les fours à induction, l'éclairage, le chauffage, la climatisation, etc.

L'utilisation croissante de ces convertisseurs statiques est à l'origine de la prolifération des perturbations harmoniques. En effet, ces convertisseurs statiques absorbent un courant non sinusoïdal même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale; c'est pourquoi on parle de charges non linéaires pour désigner les appareils produisant des courants harmoniques.

Les perturbations harmoniques peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. Elles deviennent une préoccupation pour tous les acteurs

intervenant sur le réseau électrique, du producteur au consommateur, en passant par le gestionnaire du réseau. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposant des limites aux harmoniques sont adoptées. Ainsi, de nouvelles techniques sont développées pour la compensation et la correction de la distorsion harmonique.

Dans ce chapitre, dans un premier temps, nous mettons en évidence les effets nocifs engendrés par les charges non linéaires et la nécessité, pour se conformer aux normes, de minimiser ces perturbations. Dans un deuxième temps, nous présentons différents moyens de minimisation des perturbations actuellement disponibles. Ensuite, nous présentons diverses topologies de filtres actifs.

2.1. Perturbations harmoniques des réseaux

2.1.1. Caractérisation des harmoniques

Dans les secteurs domestique et industriel, on observe une croissance progressive de générateurs d'harmoniques imposant un courant alternatif non sinusoïdal.

Les générateurs d'harmoniques sont des charges non linéaires. Une charge est dite non linéaire lorsque la relation entre la tension réseau et le courant consommé n'est plus linéaire. Une telle charge n'absorbe pas un courant sinusoïdal, bien qu'elle soit alimentée par une tension sinusoïdale [8][9]. Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs), les circuits magnétiques saturés, les lampes à décharge, etc.

Le système étudié est représenté sur la figure 2-1. Le réseau triphasé est modélisé en monophasé par une source de tension idéale v_s en série avec une impédance de court-circuit Z_{cc} .

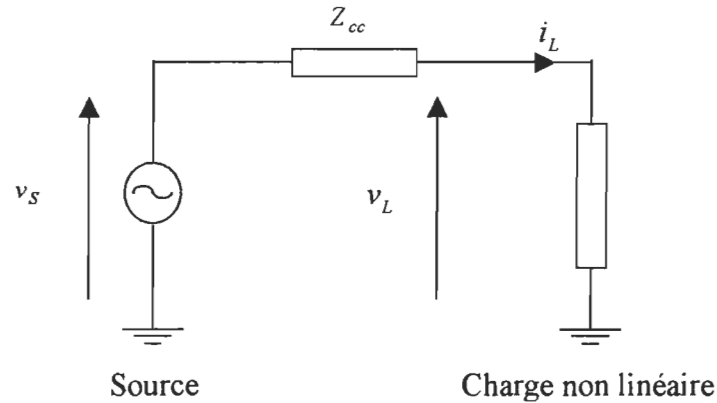


Figure 2-1 : Modélisation du réseau et de la charge

Nous considérons des charges non linéaires pour lesquelles, à partir de la décomposition en série de Fourier du courant consommé, seules les fréquences multiples du fondamental sont présentes. Ceci est le cas d'un convertisseur avec commutation naturelle ou avec une commande qui force une seule commutation par interrupteur par cycle ; dans les autres cas, par exemple avec une commande MLI d'un convertisseur avec commutation forcée, nous supposons que la fréquence de la porteuse est élevée et que les harmoniques dominants sont ceux du fondamental de l'alimentation de puissance. Alors, le courant de charge i_L peut s'écrire sous la forme:

$$i_L = i_{Lf} + i_{Lh} \quad (2.1)$$

$$i_{Lf} = I_{L1} \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2.2)$$

$$i_{Lh} = \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln} \sqrt{2} \sin[n(\omega t + \varphi_n)] \quad (2.3)$$

où :

i_{Lf} : courant fondamental ;

i_{Lh} : courant harmonique ;

ω : pulsation du réseau ;

I_{L1} : valeur efficace du courant fondamental ;

I_{Ln} : valeur efficace du courant harmonique de rang n ;

φ_1 : déphasage entre le fondamental du courant de charge et la tension ;

φ_n : déphasage entre l'harmonique de rang n du courant de charge et de la tension.

La tension v_L au point de raccordement entre le réseau et la charge s'écrit sous la forme:

$$v_L = v_{L1} + \sum_{n=2}^{\infty} v_{Ln} \quad (2.4)$$

avec :

$$v_{L1} = v_s - |Z_{cc1}| I_{L1} \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_{cc1}) \quad (2.5)$$

$$v_{Ln} = -|Z_{ccn}| I_{Ln} \sqrt{2} \sin[n(\omega t + \varphi_n) + \varphi_{ccn}] \quad (2.6)$$

$|Z_{ccn}|$ et φ_{ccn} désignent respectivement le module et l'argument de l'impédance de court-circuit pour l'harmonique de rang n .

On peut remarquer, à partir de (2.4), (2.5) et (2.6) que les courants harmoniques ont pour effet de déformer la tension par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit ; cette déformation est d'autant plus importante que l'impédance de court-circuit est élevée.

La caractérisation des harmoniques peut être définie à l'aide du taux de distorsion harmonique. Ce dernier, donnant une mesure de l'influence thermique de l'ensemble des harmoniques, est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Deux taux de distorsion harmonique sont distingués :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté THD_i ;
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté THD_v .

Le premier s'exprime sous la forme:

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{Ln}}{I_{L1}} \right)^2} \quad (2.7)$$

Le THD_v s'écrit sous la forme:

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{Ln}}{V_{L1}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{ccn}| I_{Ln}}{V_{L1}} \right)^2} \quad (2.8)$$

V_{L1} désigne la valeur efficace de v_{L1} et V_{Ln} la valeur efficace de v_{Ln} .

À partir de (2.7) et (2.8), on constate que le THD_i dépend seulement des courants efficaces de charge. Par contre, le THD_v dépend de l'impédance de court-circuit et des courants harmoniques ; ces derniers dépendant principalement de la charge. Ainsi, on peut conclure que plus les impédances $Z_{ccn}(n>1)$ sont faibles, plus la distorsion en tension est faible.

2.1.2. Effets indésirables des harmoniques sur les installations

Les effets des harmoniques les plus connus et les plus spectaculaires sont la destruction de condensateurs ou de disjoncteurs sous l'effet de forts courants harmoniques amplifiés par des résonances. Ce phénomène est généralement observable sur des réseaux internes d'usines alimentant des convertisseurs statiques et en présence de condensateurs installés sans précautions. Un autre phénomène, de plus en plus rencontré, est l'échauffement des transformateurs et des conducteurs de neutre sous l'effet des courants harmoniques de rang 3.

On rencontre le plus souvent ce type de situation en milieu tertiaire, en raison de la multiplication des équipements informatiques alimentés en monophasé. Il faut aussi

remarquer que les harmoniques peuvent avoir des effets moins visibles, mais tout aussi réels, les effets à long terme, qui sont d'autant plus sournois qu'on ne peut les relier directement et de façon claire à la présence d'harmoniques sur le réseau. Ils se traduisent par une fatigue accélérée du matériel. On distingue deux grands types d'effets : les effets instantanés et les effets différés [10].

2.1.2.1. Effets instantanés

Les effets instantanés sont les effets immédiats sur le fonctionnement d'un appareil comme le bruit qui peut apparaître dans un appareil téléphonique [10][11].

Les effets instantanés concernent les appareils produisant une image électronique (écran d'ordinateur, téléviseur), les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (chaîne HI-FI, téléphone) ou la précision des appareils de mesure.

Les harmoniques peuvent entraîner le mauvais fonctionnement des systèmes électroniques utilisant la tension comme référence. Les compteurs d'énergie présentent des erreurs supplémentaires en présence d'harmoniques.

Les courants harmoniques génèrent des vibrations et bruits acoustiques, dans les appareils électromagnétiques tels que les transformateurs, inductances et machines tournantes.

Des perturbations surviennent lorsqu'une ligne à courant faible chemine le long d'une canalisation de distribution électrique avec courants et tensions déformés.

2.1.2.2. Effets différés

Les effets différés se manifestent après une exposition plus ou moins longue au phénomène. Ils se traduisent par une perte partielle de fonctionnalité, une indisponibilité ou même une destruction complète de l'appareil. Les effets différés peuvent être classés en fonction du délai avant détérioration. On distingue les effets à court terme (jusqu'à quelques secondes), les effets à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) et les effets à long terme (de quelques heures à quelques années).

Les effets différés sont souvent liés à un suréchauffement plus ou moins important. Ces effets sont dus essentiellement à deux phénomènes :

- l'échauffement des conducteurs ou des composants traversés par les courants harmoniques ;
- le vieillissement des isolants qui peut être dû soit à une contrainte en tension consécutive à la présence de tensions harmoniques, et donc à une augmentation locale des courants de fuite, soit à l'échauffement exagéré des conducteurs.

L'impact d'une perturbation harmonique sur un appareil donné est fonction des constantes de temps et d'échauffement mises en jeu et du niveau de perturbation. Cependant, le problème est rendu plus complexe par le fait que les appareils ne fonctionnent pas toujours à charge nominale ou même ne fonctionnent pas en permanence. C'est pourquoi il convient de considérer des périodes relativement longues

pour évaluer la sensibilité des équipements aux effets différés (plusieurs milliers d'heures de fonctionnement) [10].

2.1.2.2.1. Effets à court terme

Ils concernent essentiellement deux types d'équipement :

- les composants à faible constante de temps thermique comme les étages d'alimentation des appareils électroniques,
- les éléments susceptibles d'entrer en résonance ou situés sur le trajet d'un courant amplifié par une résonance, comme les condensateurs, les disjoncteurs ou les petits transformateurs.

2.1.2.2.2. Effets à long terme

Pour les effets à moyen et long terme, on trouve les câbles qui peuvent être le siège de sur-échauffement du neutre, les organes de sectionnement, les équipements bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.

Pour les effets à moyen terme, il y a en général des niveaux de tension harmonique significatifs sur le réseau qui permettent un diagnostic relativement aisé.

Les effets à long terme concernent tous les types d'équipements et sont liés à la présence de niveaux d'harmoniques moins importants. Ils se traduisent par un vieillissement prématuré des moteurs, des transformateurs, des câbles et des parasurtenseurs. Les effets à long terme ne sont pas faciles à relier de manière certaine à la présence d'harmoniques.

2.1.2.3. Pertes supplémentaires dues aux harmoniques

Les pertes joule sont uniquement liées aux courants harmoniques qui circulent dans les éléments du réseau. La valeur des pertes varie selon l'impédance harmonique rencontrée. Sur les réseaux basse tension, l'impédance du transformateur est souvent l'élément prépondérant de l'impédance du réseau. On conçoit donc que, en terme d'énergie, les pertes harmoniques sont peu significatives au niveau global d'un réseau, mais peuvent correspondre à de forts échauffements locaux [10][11].

Les pertes fer supplémentaires sont liées à la présence de tensions harmoniques ou de courants harmoniques. Elles comprennent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Elles prennent leur importance dans les équipements avec circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

2.1.3. Réglementation

Le standard IEEE 519-1992 [1] définit les pratiques et les conditions recommandées par IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc) pour le contrôle des

harmoniques dans les systèmes d'électronique de puissance. Les procédures décrites dans IEEE 519-1992 sont établies de façon à limiter les courants harmoniques d'un client individuel et des équipements de telle sorte que les niveaux de tensions harmoniques sur le système d'alimentation global soient acceptables.

Les courants harmoniques d'un client individuel sont évalués au PCC (Point de Couplage Commun) où le distributeur peut fournir de l'électricité à plusieurs clients. Les limites dépendent de la charge du client en relation avec la capacité de court-circuit du système au PCC. À noter que tous les courants limites sont exprimés en pourcentage du courant de charge de la demande maximale moyenne du client [1].

Les notes suivantes permettent d'interpréter et de compléter les informations fournies pour les limites des taux de distorsion harmonique du Tableau 2-1.

- I_{sc} est le courant de court-circuit au point de couplage commun. *La question de quelles conditions du système sont à utiliser pour ce calcul est souvent posée. Généralement, les conditions normales du système qui résultent en une capacité de court-circuit minimale au point de couplage commun doivent être utilisées puisque ceci résulte en impacts les plus sévères sur le système. Il n'est pas recommandé que les conditions de contingence qui doivent être très rares soient utilisées pour appliquer les limites du courant, même s'il peut être nécessaire qu'elles soient évaluées pour être sûr d'éviter de sévères problèmes durant ces conditions.*

Tableau 2-1 : Limites de distorsion du courant harmonique (I_h) en % de I_L (norme IEEE 519-1992)

$V_n \leq 69kV$						
I_{sc} / I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDH_i
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69kV < V_n \leq 161kV$						
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
$V_n > 161kV$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

* Toutes les applications d'équipement de production d'électricité sont limitées à ces valeurs du courant pollué indépendamment du rapport du court-circuit réel I_{sc} / I_L .

- I_L est le courant de charge de la demande maximale (composante fondamentale de fréquence du réseau de distribution) au point du couplage commun. Il peut être calculé comme la moyenne des demandes maximales de courant de chaque mois pour les douze derniers mois ou il peut être estimé. *L'information nécessaire pour ce calcul n'est souvent pas disponible (exemple: un nouveau client). Dans ce cas, une estimation du courant de charge maximal doit être utilisée en se basant sur les prévisions des profils de charge.*

- Les tables des limites des composantes harmoniques individuelles s'appliquent aux composantes harmoniques impaires. Les composantes paires sont limitées à 25% des limites indiquées dans les tables. *Il n'est généralement pas nécessaire d'appliquer cette limite de 25% aux harmoniques pairs à moins que l'application de filtres harmoniques résulte en une résonance qui amplifie un des harmoniques pairs et cause des niveaux de distorsion de tension inacceptables.*
- Les courants de distorsion qui résultent en un biais cc ne sont pas permis.
- Si les charges produisant des harmoniques sont des convertisseurs de puissance avec un indice de pulsation (q) supérieur à 6, les limites indiquées dans la table sont augmentées d'un facteur égal à $\sqrt{\frac{q}{6}}$; en supposant que les amplitudes des harmoniques non caractéristiques sont moins de 25% des limites spécifiées dans le Tableau 2-1.

2.2. Solutions traditionnelles pour l'élimination des courants harmoniques

En présence d'harmonique, une solution courante est le surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique. Au moment de la conception d'une installation nouvelle, l'idée consiste à surdimensionner tous les éléments de l'installation susceptibles de véhiculer des courants harmoniques, à savoir les transformateurs, les câbles, les

disjoncteurs, les groupes électrogènes et les tableaux de distribution. La solution la plus largement utilisée est le surdimensionnement du conducteur neutre. La conséquence est un accroissement important du coût de l'installation.

Dans les installations existantes, la solution la plus répandue consiste à déclasser les équipements de distribution électrique soumis aux courants harmoniques. La conséquence est l'impossibilité de tirer profit du potentiel réel de l'installation [11][12].

Pour éviter ou réduire la nécessité de ces solutions, il existe aujourd'hui toute une panoplie d'appareils et de solutions pour l'atténuation des harmoniques ; toutes présentent cependant des inconvénients. Les principales solutions en question sont décrits ci-après.

2.2.1. Optimisation des topologies des convertisseurs

Il est bien évident que les convertisseurs de différentes topologies produisent différents harmoniques, comme par exemple, dans le cas des convertisseurs non autonomes, un convertisseur à thyristors de 12 pulsations comparé à un convertisseur à thyristors de 6 pulsations peut réduire de façon significative les 5^e et 7^e harmoniques. Dans le cas des convertisseurs autonomes, des techniques de commande basées sur la modulation de largeur d'impulsions permettent d'éliminer les harmoniques de basses fréquences.

Ces moyens sont avantageux dans certains cas d'applications. Notamment, ils sont applicables au cas de puissance très élevée. Cependant, ils ne sont pas toujours

applicables, surtout dans le cas où les topologies des convertisseurs ne pourraient être modifiées.

Par conséquent, l'ajout des filtres à côté d'un groupe de charges non linéaires est souvent nécessaire afin de réduire les harmoniques produits par ces charges. Ceci ne nécessite aucune modification de topologie des convertisseurs [13][14].

2.2.2. Transformateurs à couplage spécial

Aujourd'hui, les transformateurs peuvent également servir dans le domaine du traitement des harmoniques, grâce, précisément, à la possibilité qu'ils offrent d'isoler les charges de la source en combinant les diverses possibilités de configuration des connexions et les différents types de conception [15].

A l'aide d'un transformateur, il est possible de confiner un harmonique de courant d'un rang donné, sur une partie de l'installation où son niveau est particulièrement élevé ; grâce à ce moyen, on peut pallier, ou au moins réduire, les conséquences, les symptômes et les manifestations de phénomènes parfois inexplicables en amont.

Les transformateurs utilisés spécifiquement pour le confinement et le contrôle des harmoniques dans une zone donnée de l'installation ne sont pas des transformateurs classiques, car ceux-ci souffriraient d'échauffements excessifs (plus de pertes), d'un très

fort coefficient de déclassement et, dans le pire des cas, les vibrations de l'échauffement pourraient aller jusqu'à la destruction.

2.2.3. Inductances (*selfs*) série

Cette solution, utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. Peu onéreuse, l'inductance série a cependant une efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux. De plus, l'introduction des inductances série augmente l'amplitude des creux de tension auxquels les entraînements à vitesse variable sont très sensibles [11].

2.2.4. Filtre passif

La solution classique pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans le réseau est d'utiliser des filtres passifs. Son principe est de modifier localement l'impédance du réseau, de façon à dériver les courant harmoniques et à éliminer les tensions harmoniques là où c'est nécessaire. On associe des éléments capacitifs et inductifs de manière à obtenir une résonance série accordée à une fréquence choisie. On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges.

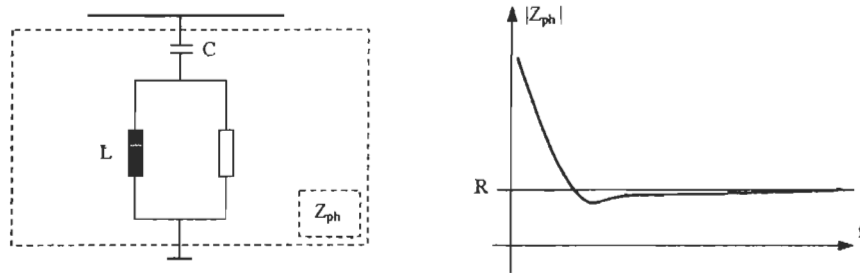


Figure 2-2 : Filtre passe-haut et sa caractéristique de fréquence

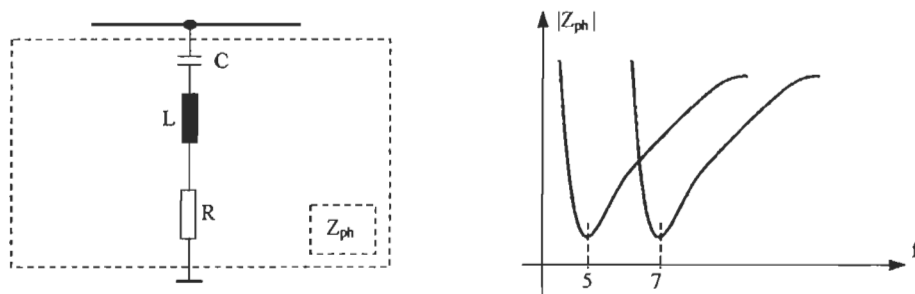


Figure 2-3 : Filtre passe-bande étroit et sa caractéristique de fréquence

Les filtres passe-haut et passe-bande étroits sont deux exemples typiques des filtres passifs utilisés à côté des convertisseurs (figure 2-2 et 2-3).

En particulier, le filtre passe-bande étroit est conçu pour un certain nombre de rangs harmoniques, comme par exemple, les harmoniques de rangs 5 et 7.

La conception du filtre passif nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie. Il convient également de coordonner ses caractéristiques avec les besoins en puissance réactive des charges;

enfin, il est souvent difficile de concevoir les filtres de manière à éviter un facteur de puissance avance (capacitif) pour certaines conditions de charge.

Cette solution est d'une efficacité moyenne et sa conception dépend entièrement de la source d'énergie et des charges concernées : elle offre très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité. Son utilisation peut créer des résonances, qui dépendent des caractéristiques spécifiques du réseau[10][13].

2.3. Topologies de filtres actifs

Un filtre passif accordé introduit de nouvelles résonances qui peuvent être à l'origine de problèmes d'harmoniques supplémentaires. Les nouveaux développements en électronique de puissance permettent de réaliser des produits qui peuvent contrôler la distorsion harmonique de manière active. Les filtres actifs compensent les harmoniques présents dans le réseau électrique sur la base des harmoniques générés à tout instant dans le temps.

Les filtres actifs sont des sources de courant ou de tension qui éliminent les perturbations harmoniques en injectant en série ou en parallèle sur le réseau des courants, des tensions, ou les deux à la fois, en opposition par rapport aux perturbations existantes : courants harmoniques créés par la charge, ou tensions harmoniques présentes sur le réseau [10][16].

En raison de leur grande souplesse d'adaptation, ces filtres ne nécessitent pas, en général, une étude approfondie avant l'installation, et offrent de nombreux avantages :

- Ils peuvent compenser tous les courants harmoniques dans leur bande passante ;
- Ils s'adaptent à la charge quelles que soient les modifications apportées à l'installation ;
- Ils ne présentent pas de risque de surcharges ;
- Le risque de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau qui existe avec le filtre passif est supprimé.

Les filtres actifs peuvent être classifiés soit suivant leur configuration, soit en fonction de leur circuit d'électronique de puissance ou enfin d'après leur stratégie de contrôle. Nous n'exposerons que la classification selon la structure.

2.3.1. Configurations de base des filtres actifs

2.3.1.1. Filtre actif parallèle

La figure 2-4 montre la configuration de base la plus utilisée où le filtre actif est connecté en parallèle (FAP) avec la charge. Il injecte dans le réseau le courant nécessaire afin de compenser les harmoniques de la charge polluante. Le FAP peut aussi amortir les résonances parallèles ou série dues à l'interaction entre la ligne et le filtre passif [19].

Le courant de la charge polluante est composé d'un fondamental i_{Lf} et d'une somme d'harmoniques i_{Lh} (2.2)-(2.3). Quand le filtre actif engendre un courant i_c identique au courant harmonique de la charge i_{Lh} , le courant réseau est égal au courant fondamental i_{Lf} . Le filtre parallèle agit comme une source réglable d'harmoniques de courant.

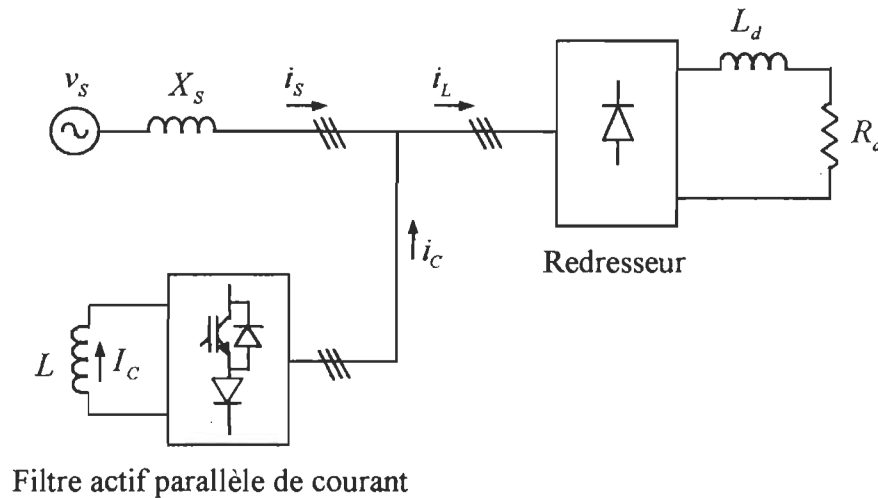


Figure 2-4 : Schéma de principe d'un filtre actif parallèle

2.3.1.2. Filtre actif série

La figure 2-5 présente la deuxième configuration de base la plus utilisée. Par l'intermédiaire d'un transformateur de courant, le filtre actif série (FAS) est connecté entre le réseau d'alimentation et la charge pour forcer le courant de source à devenir sinusoïdal. Contrairement au FAP, le FAS impose une tension en série pour isoler la tension de la charge. En d'autres termes, le FPS présente une impédance élevée aux courants harmoniques, il se comporte comme un dispositif d'isolation bloquant ainsi la circulation de courants harmoniques de la charge à la source et de la source

d'alimentation vers les autres charges. Le FAS opère comme une source contrôlable d'harmoniques de tension [19].

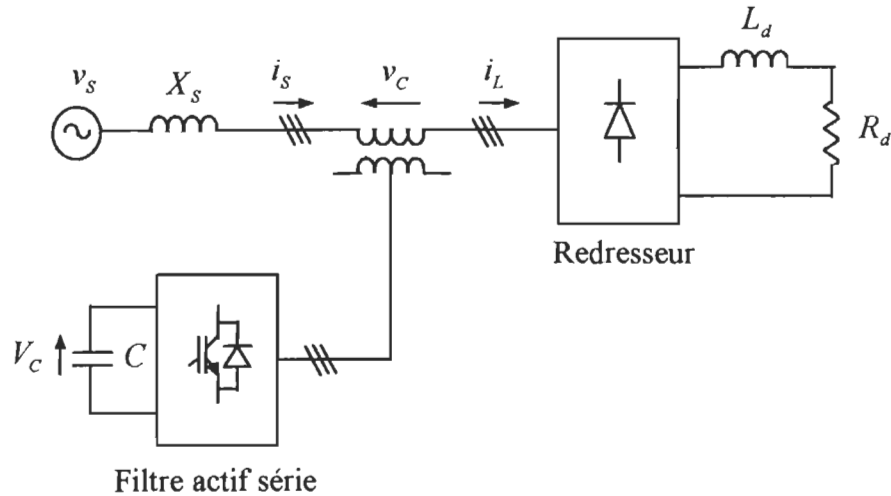


Figure 2-5 : Schéma de principe d'un filtre actif série

2.3.2. Structure universelle

La figure 2-6 montre la configuration de base d'un conditionneur universel de la qualité d'onde ou UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*), qui correspond au régulateur universel d'écoulement de puissance (*Unified Power Flow Controller*). Il est l'association du filtre actif série et du filtre actif parallèle via un élément de stockage d'énergie. Le rôle principal du FAS est d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et la variation ou déséquilibre de tension due à la fluctuation et la régulation de tension. L'objectif principal du FAP est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive et les composantes inverses de courants, et de réguler la tension de la liaison continue entre les deux filtres actifs.

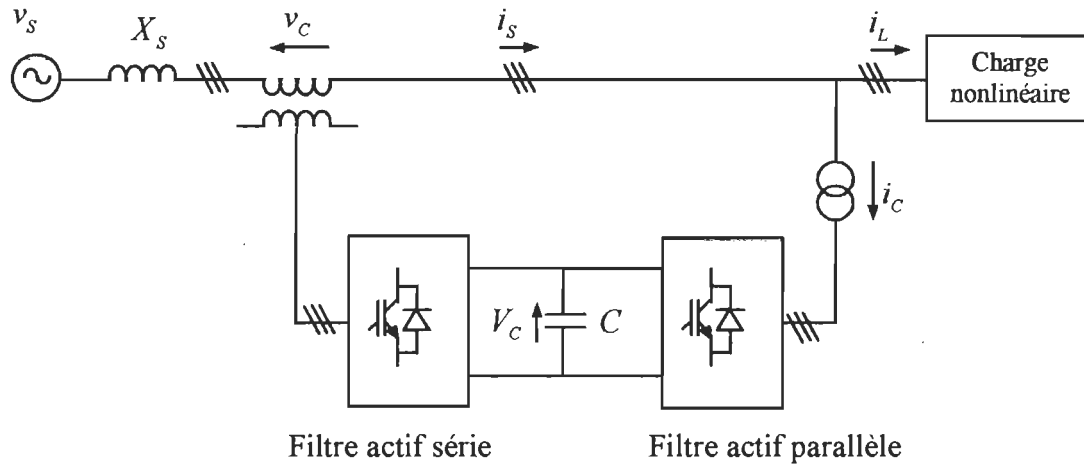


Figure 2-6 : Schéma de principe d'un filtre universel

2.3.3. Structure hybride

La structure hybride résulte de l'association d'un filtre actif (série ou parallèle) au filtre passif. L'intérêt des filtres hybrides est que le filtre actif maintient et améliore les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau ; le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Cette structure est née du besoin de l'amélioration du rendement et de la réduction des coûts des filtres à structure simple [10][17].

De nombreuses variantes sont possibles, mais peu ont été réalisées industriellement. Des performances élevées sont possibles, même avec un filtre actif de puissance réduite.

2.3.3.1. Filtre hybride série

La figure 2-7 présente la configuration du filtre hybride série, qui est obtenue par l'association d'un filtre actif série et un filtre passif parallèle. Le filtre actif dans cette combinaison fournit une tension qui s'oppose à la tension harmonique venant du côté source et à la chute de tension harmonique due à la charge non linéaire de façon à contrôler la tension harmonique aux bornes de la charge non linéaire. La tension fournie par le filtre impose un passage à haute impédance pour les harmoniques de courant en les forçant à traverser le filtre L-C connecté en dérivation avec la charge. De même, les harmoniques existant dans les tensions de la source rencontrent une haute impédance au niveau du filtre actif série les empêchant d'atteindre le filtre passif et les charges. En l'absence du filtre actif, ces harmoniques de tension peuvent surcharger les filtres passifs et causer leur échauffement et nuire au fonctionnement des charges [17][18].

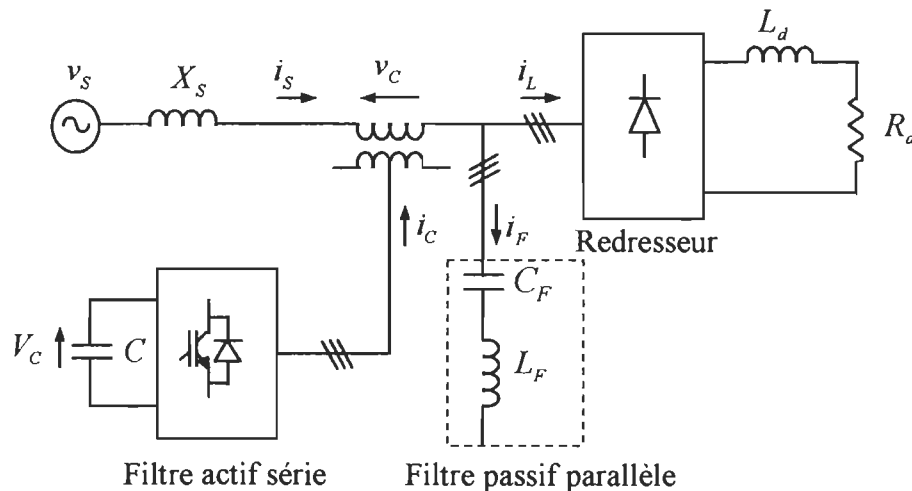


Figure 2-7 : Schéma de principe d'un filtre hybride série

2.3.3.2. Filtre hybride parallèle

La figure 2-8 présente la configuration du filtre hybride parallèle contenant deux filtres parallèles actif et passif. Dans cette structure, le filtre passif est accordé aux fréquences des harmoniques fortement présentes sur le réseau. Il absorbe une grande partie des courants harmoniques créés par la charge non linéaire. Le filtre actif injecte le courant de compensation i_c dans la source pour éliminer les harmoniques existant dans le courant i_L . Le filtre actif agit comme une source de courant contrôlée en tension. Une autre propriété importante de cette configuration est la possibilité de fonctionner en amortissement actif des résonances. Ainsi le filtre parallèle apparaît comme une résistance R_a qui amortit les harmoniques et n'influe pas la composante fondamentale.

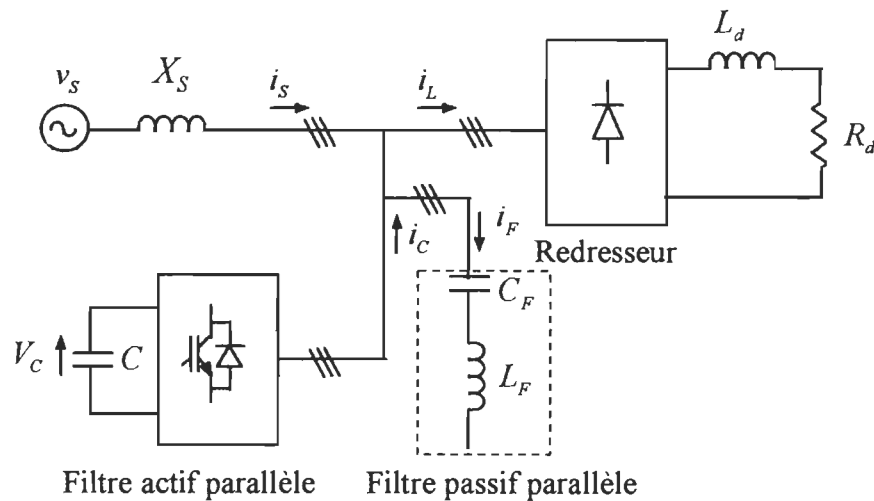


Figure 2-8 : Schéma de principe d'un filtre hybride parallèle

2.3.3.3. Filtre hybride parallèle-série

La configuration du filtre hybride parallèle-série, montrée par la figure 2-9, consiste en une connexion série des filtres parallèles actif et passif. Le filtre passif absorbe tous les harmoniques générés par la charge non linéaire et le filtre actif aura pour rôle d'améliorer d'une façon dynamique les caractéristiques du filtrage comme par exemple le réajustement de la fréquence centrale de coupure lorsque la charge génère des harmoniques à des fréquences autre que celles prévues ou bien lorsque la fréquence centrale dévie à cause de la tolérance des valeurs des composants du filtre passif.

D'autre part, cette configuration n'a pas besoin de dispositif auxiliaire pour compenser la variation de la tension continue du filtre actif [17].

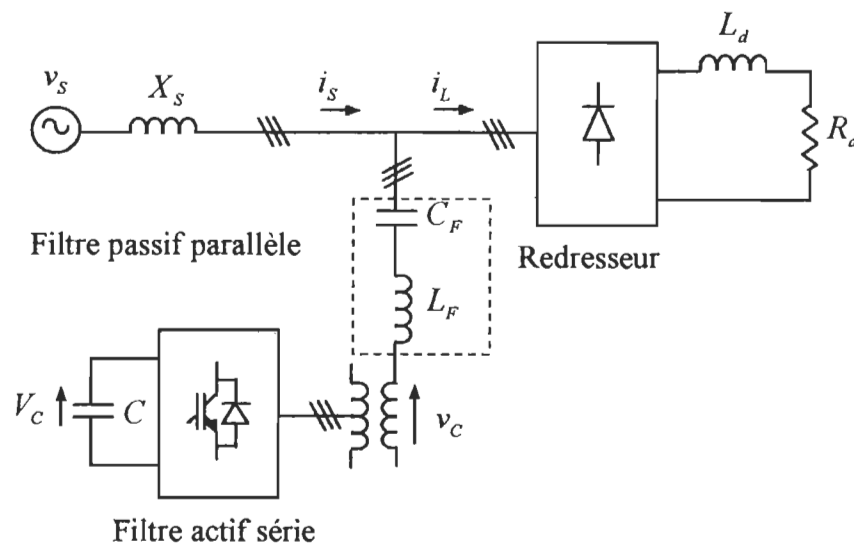


Figure 2-9 : Schéma de principe d'un filtre hybride parallèle-série

2.4. Sommaire

Les convertisseurs de puissance consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale. Ils se comportent donc comme des générateurs de courants harmoniques.

Les solutions classiques, notamment le filtrage passif, l'optimisation des topologies des convertisseurs, les transformateurs à couplage spécial et autres, ne sont plus suffisantes pour la dépollution. Ainsi, le filtre actif est de plus en plus souvent utilisé comme filtre harmonique en plus des solutions classiques.

Plusieurs topologies de filtres actifs sont réalisables. Ils peuvent être connectés en parallèle ou en série avec le réseau, comme ils peuvent être seuls ou en association avec les filtres passifs pour former les filtres hybrides.

Chapitre III

Structures et commande de filtres actifs parallèles

Les filtres actifs sont constitués de deux parties distinctes : une partie puissance, une partie commande. La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage au réseau et d'une source d'énergie. Ces deux derniers déterminent la nature du filtre actif. Il peut être à structure tension ou courant suivant qu'il est réalisé à l'aide d'un onduleur de tension ou de courant. Les stratégies de commande des filtres actifs peuvent être regroupées en stratégies de contrôle temporel et fréquentiel.

Les objectifs de ce chapitre sont d'étudier et de comparer les circuits de puissance correspondant à ces deux types de structures, ainsi que d'étudier les différentes stratégies de commande.

3.1. Structures des filtres actifs

L'élément principal d'un filtre actif est le convertisseur à semi-conducteurs. Ce convertisseur peut être commandé en tension ou en courant et donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. Ce comportement en source de tension ou de courant peut être obtenu indifféremment avec une structure d'onduleur de tension ou de courant.

En pratique, suivant le type de correction à apporter au circuit extérieur, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur-commande.

La source continue peut être une source de courant ou de tension. Comme le convertisseur n'a pas à fournir de puissance active, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée [16].

3.1.1. Description des filtres actifs parallèles

3.1.1.1. Filtre actif parallèle à source de tension

Le filtre actif à structure de tension connecté en parallèle au réseau est représenté sur la figure 3-1. On insère entre l'onduleur et le réseau un filtre d'entrée du premier ordre qui est en réalité une simple inductance. La capacité C joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V_c est maintenue à une valeur quasi-constante. La

fluctuation de cette tension doit être faible, d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part car, à inductance L_f donnée, une chute importante de la tension V_c dégrade sensiblement la performance du filtre actif [8][20].

L'onduleur de tension utilise des interrupteurs réversibles en courant formés de semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture associés à des diodes montées en parallèle inverse comme le montre la figure 3-2. On utilise de préférence :

- Le transistor à effet de champ ou MOSFET pour les faibles puissances ;
- Le transistor bipolaire ou l'IGBT pour les courants moyens ;
- Le thyristor GTO pour les forts courants.

Le thyristor classique avec circuit auxiliaire d'extinction n'est plus guère utilisé dans les équipements récents.

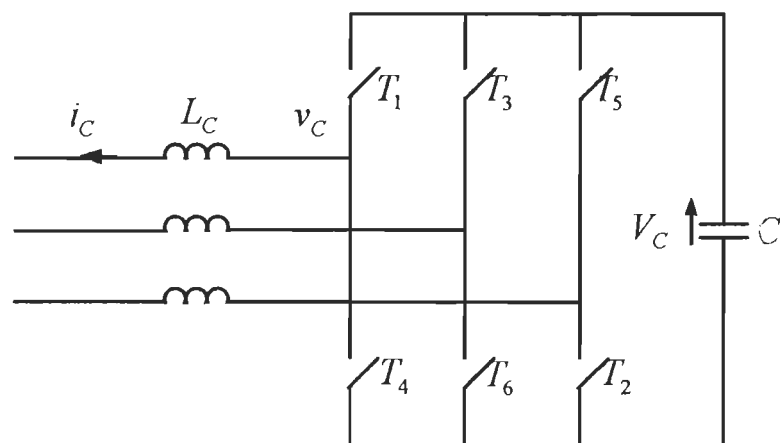


Figure 3-1 : Filtre actif à structure de tension

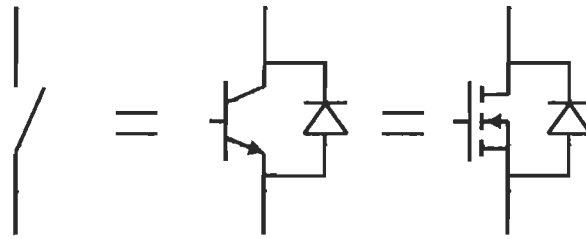


Figure 3-2 : Interrupteurs équivalents du filtre actif à source de tension

Dans cette structure, les deux interrupteurs d'un même bras fonctionnent de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Ils ne peuvent donc pas être fermés simultanément sous peine de court-circuiter le condensateur. Par contre, dans certains cas, ils peuvent être ouverts simultanément (par exemple pendant un temps mort), et cela se produit pour permettre l'écoulement de la durée de blocage du premier interrupteur avant l'amorçage du deuxième interrupteur.

3.1.1.2. Filtre actif parallèle à source de courant

Le schéma de principe du filtre actif à structure courant connecté est représenté sur la figure 3-3. On insère entre l'onduleur et le réseau un filtre d'entrée du second ordre. L'inductance L emmagasine l'énergie et joue le rôle d'une source de courant continu. Le courant I_c traversant cette inductance est maintenu quasiment constant et son ondulation, qui s'effectue à la pulsation de puissance fournie au réseau par le filtre actif, est faible.

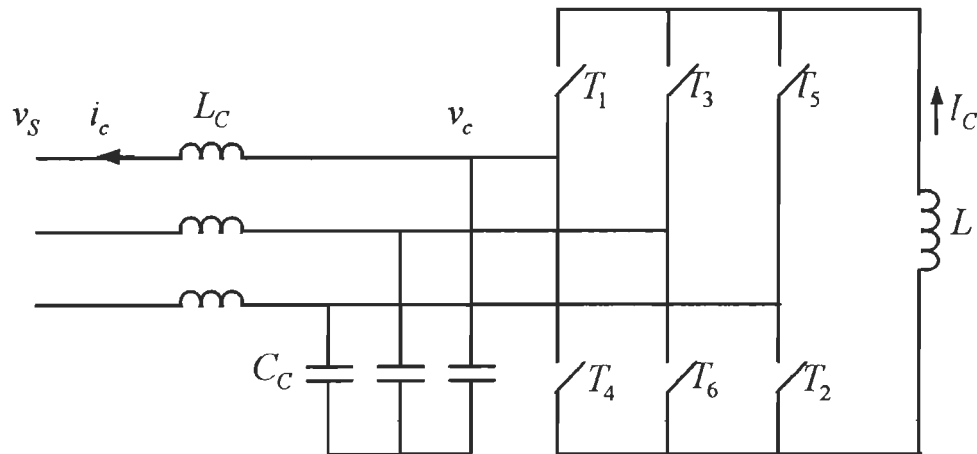


Figure 3-3 : Filtre actif à structure courant

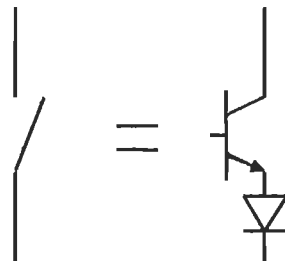


Figure 3-4 : Interrupteurs équivalents du filtre actif à source de courant

L'onduleur de courant triphasé en pont comporte six interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension (figure 3-4). Des trois interrupteurs reliés à la même borne de la source de courant continu, il faut qu'il y en ait toujours un de fermé pour que cette source de courant ne soit jamais en circuit ouvert. Il faut qu'il y en ait un seul pour ne pas faire de court-circuit entre deux bornes du récepteur de tension [8] [16] [20].

3.1.2. Comparaison des deux structures

3.1.2.1. Éléments de stockage d'énergie

La pulsation de puissance du filtre actif est à l'origine de la fluctuation de l'énergie stockée dans le condensateur et par conséquent de celle de la tension continue. Cette fluctuation est d'autant plus importante que l'amplitude de la pulsation de puissance est plus grande et que sa fréquence est plus faible. Pour cette raison, on peut l'estimer en ne tenant compte que des premiers courants harmoniques [20]. Dans le filtre actif à structure de tension, la fluctuation relative de tension continue peut être définie par :

$$\varepsilon_v = \frac{V_{C\max} - V_{C\min}}{2V_{C\text{moy}}} \quad (3.1)$$

où $V_{C\max}$, $V_{C\min}$ et $V_{C\text{moy}}$ représentent respectivement les valeurs maximale, minimale et moyenne de V_C .

Ainsi, pour assurer le courant du filtre actif à chaque instant, la tension continue doit être au moins égale à 3/2 de la valeur maximale de la tension de la ligne ca [20]. Après avoir fixé la tension cc, la valeur de la capacité C côté continu peut être calculée en considérant des ondulations acceptables de la tension cc :

$$C = \frac{\tilde{p}_c}{\omega V_{c\text{moy}} \varepsilon_v} \quad (3.2)$$

où \tilde{p}_c est la puissance harmonique générée par le filtre actif.

Comme dans le cas du filtre actif à structure de tension, les échanges d'énergie entre le réseau et le filtre actif à structure de courant causent certaines fluctuations dans la source continue. La fluctuation de courant peut être définie comme :

$$\varepsilon_i = \frac{I_{C\max} - I_{C\min}}{2I_{C\text{moy}}} \quad (3.3)$$

où $I_{C\max}$, $I_{C\min}$ et $I_{C\text{moy}}$ représentent respectivement les valeurs maximale, minimale et moyenne de I_C .

Dans ce cas, le courant continu, doit être supérieur à la valeur maximale du courant harmonique à générer par le filtre actif. Comme dans le cas précédent, l'inductance est fixée par des ondulations de courant acceptables durant chaque cycle d'opération suivant l'expression suivante :

$$L = \frac{\tilde{P}_c}{\omega I_{C\text{moy}} \varepsilon_i} \quad (3.4)$$

Les équations (3.2) et (3.4) montrent que pour le lissage de la tension ou du courant continu, ce qui implique l'amélioration des performances du filtre actif, une grande capacité ou inductance doit être utilisée, ce qui augmente le coût du filtre actif. Cependant dans le cas des applications basse ou moyenne tension, un élément de stockage d'énergie capacitif est plus efficace et moins coûteux qu'un élément de stockage d'énergie inductif. Dans le cas contraire, une inductance est plus fiable comme élément de stockage d'énergie [20][21][22].

3.1.2.2. Composants semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont caractérisés par leur aptitude à supporter une tension et un courant maximal. Le dimensionnement de ces grandeurs dépend des circuits des deux côtés de l'onduleur (continu et alternatif) car ces derniers imposent les tensions et les courants des interrupteurs.

Dans le cas d'un filtre à structure de tension, la tension supportée par un interrupteur est unidirectionnelle et limitée par la tension continue V_c . Le courant maximal est bidirectionnel et dépend des courants harmoniques à compenser. Il doit être égal à la valeur maximale de ces derniers tout en tenant compte des courants harmoniques dus aux découpages.

D'une manière duale, dans le cas d'un filtre à structure de courant, le courant maximal est unidirectionnel et limité par la valeur maximale du courant continu, tandis que la tension est bidirectionnelle et sa valeur maximale correspond à celle de la tension de ligne [8][20].

3.1.2.3. Commande et protection

Dans le cas du filtre actif à structure de tension, l'onduleur de tension alimente une impédance en série avec une source de tension quasi-sinusoidale. La variation des courants générés est contrôlée directement par les tensions de l'onduleur. La commande est donc plus lente.

Par contre, pour le filtre à structure de courant, la commande de l'onduleur de courant est rapide et précise.

Pour l'onduleur de tension, il convient d'insérer un temps mort lors du passage du courant entre les deux interrupteurs d'un même bras. Pour l'onduleur de courant, lors du passage du courant d'une phase à l'autre, il ne nécessite pas *a priori* une protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs d'un demi-pont [8][20][21].

3.1.2.4. Atténuation des harmoniques dus aux découpages

Le filtre actif à structure de tension est généralement connecté à la ligne ca via un filtre passe-bas du premier ordre formé par une simple inductance L_C , comme le montre la figure 3-1, pour atténuer suffisamment les ondulations de courant causées par les tensions générées par l'onduleur sous forme d'impulsions. Une inductance de valeur importante doit être employée, ce qui détériore l'efficacité du filtrage si la tension côté continu de l'onduleur n'est pas assez élevée. Il convient, si nécessaire, d'ajouter un filtre passe-haut à la sortie du filtre actif pour absorber les harmoniques dus aux découpages. Dans ce cas, le filtre produit deux fréquences de résonance qui peuvent compliquer le contrôle du filtre.

Dans le cas du filtre actif à structure courant, une forte atténuation des harmoniques dus aux découpages peut être obtenue en choisissant une fréquence de coupure du filtre LC suffisamment faible par rapport à celle de l'onduleur. Néanmoins, un compromis entre la

bande passante du filtre actif et l'atténuation des harmoniques doit être recherché [8][20][21][23].

3.2. Stratégies de commande des filtres actifs

Les performances du filtre actif dépendent des semi-conducteurs de puissance utilisés pour réaliser l'onduleur et de la stratégie de commande retenue pour réaliser la compensation d'harmoniques de courant. Les stratégies de commande des filtres actifs peuvent être regroupées en stratégies de contrôle dans les domaines temporel et fréquentiel [1] [5].

Les stratégies de commande dans le domaine fréquentiel sont basées sur le principe de l'analyse de Fourier et nécessitent la périodicité de l'onde polluante. Parmi ces stratégies de type fréquentiel, on distingue la méthode d'injection optimisée introduite par G. Choe et M. Park [6][7].

Les stratégies de commande temporelle sont basées sur le principe de maintenir la tension ou le courant instantané proche d'un signal sinusoïdal, ce, avec une tolérance raisonnable. Une fonction d'erreur instantanée est calculée en ligne ; par exemple, la différence entre l'onde réelle et l'onde de référence ou une fonction plus raffinée telle que la compensation de puissance réactive instantanée. Parmi ces stratégies, on peut citer la méthode des puissances instantanées.

3.2.1. Stratégie de commande basée sur la puissance instantanée

La notion de puissance réactive instantanée a été introduite par Akagi [24][25] pour déterminer la consigne à donner aux filtres actifs triphasés. C'est une stratégie dont l'implantation est sensiblement plus complexe en raison des transformations mathématiques requises.

La transformation de Clarke permet de représenter un système triphasé de tension (v_a, v_b, v_c) ou de courant (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) de somme nulle par un vecteur caractérisé par ses projections $(v_\alpha$ et v_β ou $i_{L\alpha}$ et $i_{L\beta}$) sur deux axes perpendiculaires $(\alpha$ et $\beta)$:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La figure 3-5 montre les vecteurs spatiaux instantanés sur les coordonnées $(\alpha$ et $\beta)$. La puissance instantanée réelle dans un circuit triphasé peut être définie comme suit :

$$p_L = v_\alpha i_{L\alpha} + v_\beta i_{L\beta} \quad (3.7)$$

où p_L est égale à l'équation conventionnelle :

$$p_L = v_a i_{La} + v_b i_{Lb} + v_c i_{Lc} \quad (3.8)$$

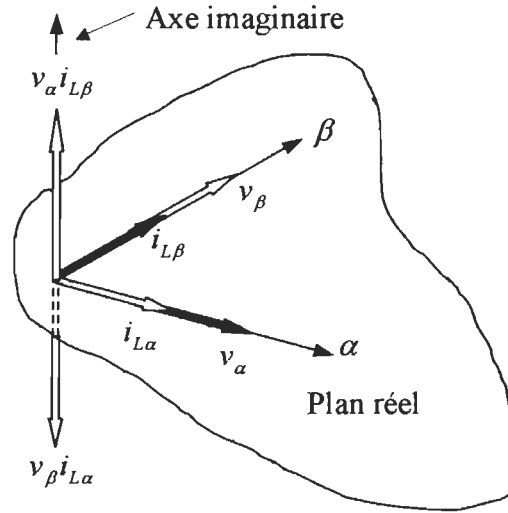


Figure 3-5 : Vecteurs spatiaux instantanés

Pour définir la puissance réactive instantanée, les auteurs présentent la puissance instantanée imaginaire comme suit :

$$q_L = -v_\beta i_{L\alpha} + v_\alpha i_{L\beta}$$

(3.9)

Les relations (3.7) et (3.9) deviennent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Chacune de ces puissances peut être décomposée en deux termes, respectivement.

$$p_L = P_L + \tilde{p}_L \quad (3.11)$$

$$q_L = Q_L + \tilde{q}_L \quad (3.12)$$

où P_L et Q_L sont les composantes correspondant à la valeur moyenne et \tilde{p}_L et \tilde{q}_L caractérisent les composants variables des puissances (dus au courant harmonique).

Dans ces relations, le courant fondamental de i_L produit les composantes des puissances (P_L, Q_L) , et les courants harmoniques produisent les composantes de puissances oscillatoires $(\tilde{p}_L, \tilde{q}_L)$. Avec des filtres passe-haut, on extrait les composantes oscillatoires de puissances $(\tilde{p}_L, \tilde{q}_L)$.

Les courants de commande triphasés (i_{Ca}^* , i_{Cb}^* et i_{Cc}^*) sont donnés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Cette équation matricielle est à la base de la stratégie de contrôle utilisant la théorie 'p-q'.

Aussi, les consignes des courants de sortie (i_{Ca}^* , i_{Cb}^* et i_{Cc}^*) du filtre actif ainsi déterminées peuvent ensuite être utilisées en guise de signal de référence pour une commande à MLI.

3.2.2. Stratégie de commande basée sur la théorie d'injection optimisée

Les stratégies de commande des filtres actifs élaborées dans le domaine fréquentiel dépendent des caractéristiques périodiques des ondes déformées produites par les charges

non linéaires [4][5]. La méthode de l'injection optimisée, introduite par G. Choe et M. Park [6][7][26] peut être décrite comme étant une méthode déterminant le courant d'injection avec élimination d'harmoniques jusqu'à un certain rang N . Cependant cette méthode qui utilise un filtre avec onduleur monophasé (figure 3-6) exige trois onduleurs monophasés (quinze interrupteurs de puissance) pour la mise en œuvre d'un filtre actif de puissance dédié à la compensation triphasé. Les filtres actifs à stratégie de commande dans le domaine fréquentiel conviennent pour des applications à nœud simple et peuvent être employés pour la minimisation globale de la distorsion harmonique à travers le réseau [27].

Cette méthode d'injection de courants harmoniques dans le domaine de la fréquence emploie une technique dynamique d'élimination des harmoniques, c'est-à-dire, qu'elle s'ajuste par rapport à la variation du spectre de distorsion harmonique. Pour déterminer le modèle du courant d'injection, des équations non linéaires exprimant la méthode suggérée sont utilisées et résolues par une technique numérique.

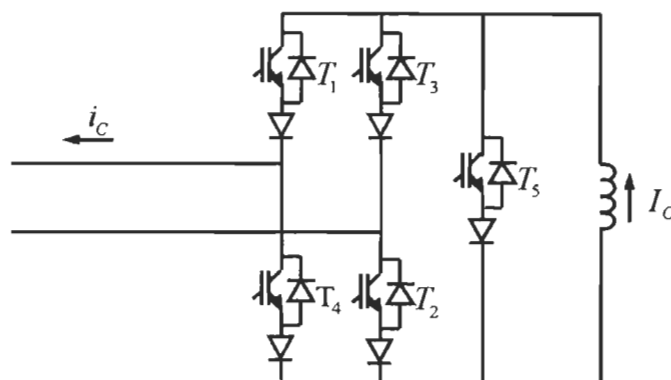


Figure 3-6: Circuit du filtre actif de puissance utilisé par G. Choe et M. Park

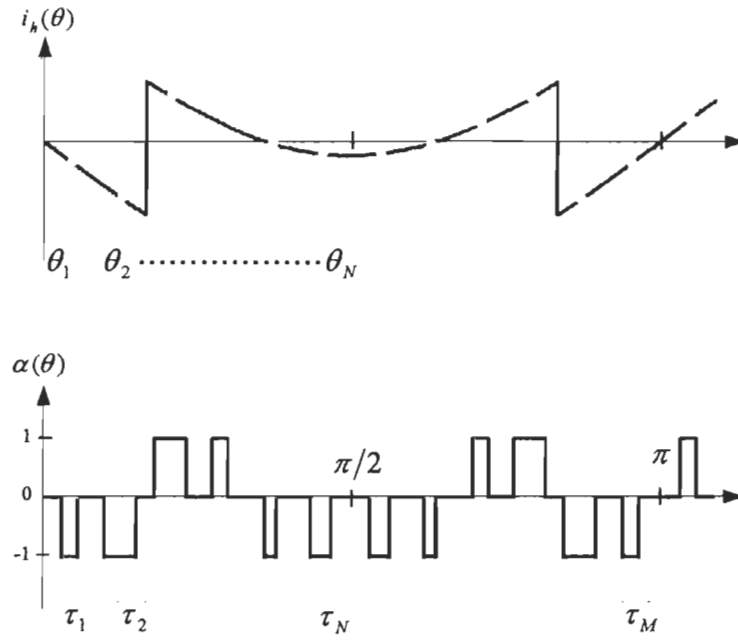


Figure 3-7 : Principe de la méthode d'injection optimisée

Le principe général de cette stratégie est illustré graphiquement sur la figure 3-7 où la forme d'onde harmonique de référence $i_h(\theta)$ est échantillonnée à intervalle de temps régulier M fois par demi cycle avec des positions d'impulsions $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$. À chaque point de prélèvement, le signe et la valeur absolue de la forme d'onde harmonique de référence sont enregistrés dans les variables $S = [S_1, S_2, \dots, S_M]$ et $H = [H_1, H_2, \dots, H_M]$, respectivement, et ultérieurement utilisés pour calculer des variables du vecteur de la fonction de commutation $\alpha(\theta)$ pour une demi-largeur d'impulsion $\tau = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M]$. Nous noterons le k ème élément de S, H et τ respectivement S_k, H_k et τ_k .

Considérant que la fonction de commutation possède la symétrie quart de période, le rapport entre le rang N maximal d'harmonique que l'on peut éliminer et M peut être exprimé comme suit :

$$N = M/2 \quad \text{quand } M \text{ est pair}$$

$$N = (M + 1)/2 \quad \text{quand } M \text{ est impair}$$

La décomposition en série de Fourier de la fonction de commutation $\alpha(\theta)$ est donnée par :

$$\alpha(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\theta) \quad (3.14)$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^N \rho_k \sin n\tau_k \quad (3.15)$$

où:

$$\rho_k = 2S_k \sin n\theta_k \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (N-1) \quad (3.16)$$

$$\rho_k = 2S_k \sin n\theta_k \quad \text{pour } k=N \text{ si } M \text{ est pair} \quad (3.17a)$$

$$\rho_k = S_k \sin n\theta_k \quad \text{pour } k=N \text{ si } M \text{ est impair} \quad (3.17b)$$

Après l'injection du courant compensateur $i_c(\theta)$ avec une amplitude I_c dans le réseau, le courant de ligne peut être exprimé comme suit :

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_n \sin(n\theta) \quad (3.18)$$

où:

$$\varphi_n = A_n - \frac{4I_c}{n\pi} \sum_{k=1}^N \rho_k \sin n\tau_k \quad (3.19)$$

avec A_n représentant le nième coefficient de Fourier du courant de la charge non linéaire.

De (3.19) les coefficients de Fourier pour le courant compensateur peuvent être employés pour établir les critères pour éliminer les composants harmoniques exigés (excepté le composant fondamental) comme suit :

$$\sum_{k=1}^N \rho_k \sin n\tau_k = 0 \quad \text{pour } n=1 \quad (3.20)$$

$$0 = A_n - \frac{4I_c}{n\pi} \sum_{k=1}^N \rho_k \sin n\tau_k \quad \text{pour } n=2,3,\dots,N \quad (3.21)$$

Les équations (3.20) et (3.21) se caractérisent par N variables (τ_1, \dots, τ_N) qui définissent les instants de commutation. Ces équations sont de nature transcendantes et non linéaires avec possibilité de solutions multiples. La solution de telles équations est obtenue en appliquant des techniques numériques.

3.3. Sommaire

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux structures du filtre actif à savoir structure de tension et de courant.

Ensuite, on a fait une étude comparative entre les deux types d'onduleurs pour la réalisation de filtres actifs. Les critères d'évaluation tiennent compte de la conception du circuit de puissance. Le tableau 3-1 résume les principales observations issues de cette étude comparative. De plus, nous avons étudié les stratégies de commande temporelle et

fréquentielle, soit respectivement la stratégie de commande basée sur la puissance instantanée et la stratégie de commande basée sur la théorie d'injection optimisée.

Le principal avantage des stratégies de commande dans le domaine temporel est leur temps de réaction aux perturbations dans le réseau. Le caractère périodique des ondes déformées produites par les charges non linéaires n'est cependant pas pris en compte dans l'élaboration de la commande. Du fait qu'elles n'utilisent que les mesures au point commun de raccordement, leur application se limite à des applications à nœud simple (à nœud précis) et non pour l'ensemble du réseau (global).

Par contre, les stratégies de contrôle fréquentiel définissent des caractéristiques périodiques des ondes déformées. Ainsi, elles peuvent convenir aussi bien pour des applications à nœud simple que global. Cependant, leur principal inconvénient réside dans les contraintes liées aux calculs numériques.

Dans le travail qui suit, un filtre actif à source de courant est utilisé. Ce dernier a été préféré pour les différents avantages qu'il présente par rapport au filtre actif à source de tension : structure de commande simple, capacité de commande du courant supérieur, protection facile et grande fiabilité. De plus, avec l'avènement des bobines supraconductrices, l'efficacité des filtres actifs à source de courant serait grandement accrue.

Tableau 3-1 : Comparaison des deux structures d'onduleurs

Onduleur de courant	Onduleur de tension
Utilise une inductance pour emmagasiner l'énergie cc	Utilise un condensateur pour emmagasiner l'énergie cc
Courant constant	Tension constante
Pertes plus élevées	Moins de pertes
Plus efficace pour les faibles puissances	Plus fiable pour les fortes puissances
Nécessite une protection contre les surtensions.	Doit être protégé contre les surintensités
Commande rapide et précise	Commande plus lente
Peut être commandé en courant ou en tension	Peut être commandé en courant ou en tension

Chapitre IV

Nouvelles stratégies de commande d'un filtre actif à source de courant

Dans ce chapitre, deux nouvelles stratégies de commande dans le domaine fréquentiel d'un filtre actif parallèle à source de courant sont élaborées et validées par des simulations à l'aide des logiciels Matlab et PSIM. La première, est basée sur la méthode de G. Choe et M. Park et nécessite la résolution d'un ensemble d'équations nonlinéaires transcendantes pour la détermination des fonctions de commutation d'un filtre à source de courant à six interrupteurs. La deuxième stratégie, basée sur la méthode des aires, permet de déterminer les fonctions de commutation. Les deux stratégies de commande proposées présentent l'avantage de convenir pour un filtre actif à source de courant à six interrupteurs plutôt que quinze tel que proposé dans la littérature [6][7][26].

4.1. Principe de fonctionnement du filtre actif

Le schéma général de l'ensemble composé d'un réseau triphasé, d'un pont redresseur et d'un filtre actif est représenté par la figure 4-1.

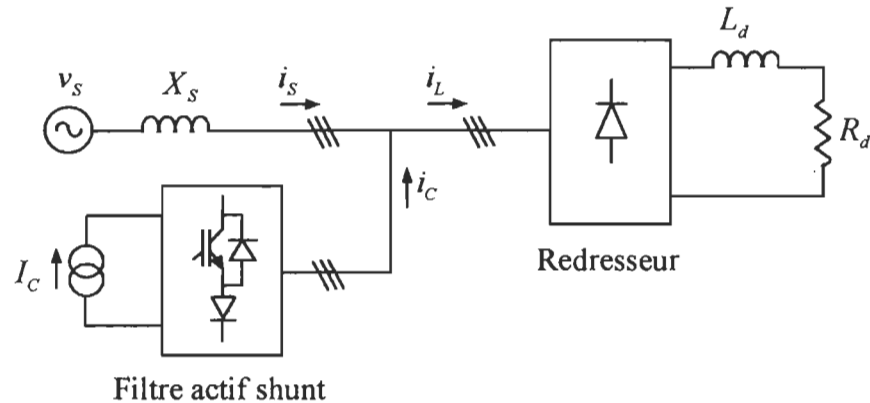


Figure 4-1 : Schéma unifilaire du réseau électrique avec filtre actif

Le courant i_L absorbé par le pont redresseur contient une composante fondamentale i_{L1} et des composantes harmoniques i_h comme le présente la figure 4-2. Le filtre actif doit générer un courant dont le spectre contient les composantes harmoniques i_h à compenser du courant consommé par le pont redresseur mais en opposition de phase avec celui-ci.

Le filtre actif est composé d'un onduleur de courant (CSI) avec une source de courant continu qui produit un courant constant d'amplitude I_C comme dans la figure 4-3. Le courant de compensation MLI i_C est produit à partir du courant continu I_C . L'onduleur comporte six interrupteurs commandables à l'ouverture comme à la fermeture, unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension. Parmi les trois interrupteurs T1,

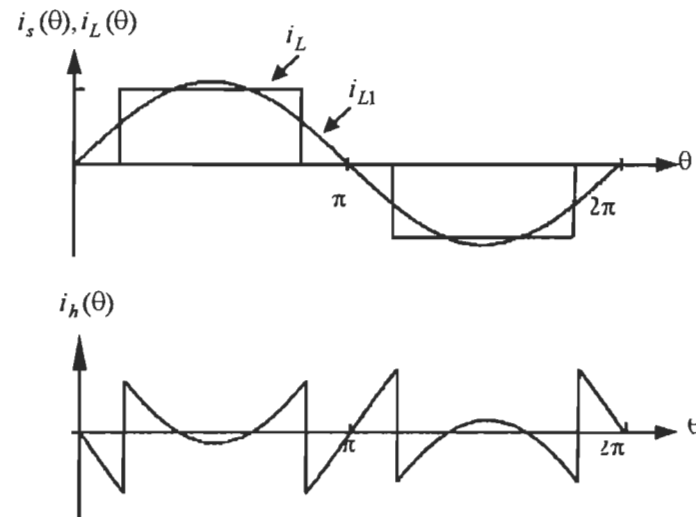


Figure 4-2 : Onde du courant de la ligne ca ; a) courant de la charge; b) courant harmonique

T3 et T5, il faut qu'il y en ait toujours un et un seul fermé, et qu'un et un seul des trois semi-conducteurs T4, T6 et T2 soit fermé en tout temps.

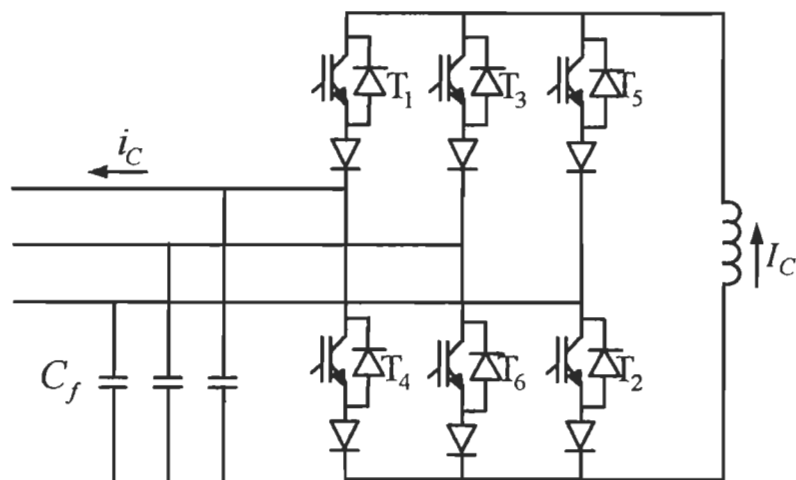


Figure 4-3 : Schéma du filtre actif à source de courant

Nous rappelons, ci-après la théorie du redresseur en pont de Graëtz triphasé représenté par la figure 4-4, alimenté par un réseau triphasé équilibré, et d'impédance interne nulle (commutation instantanée). L'inductance L_d de lissage est supposée infinie (aucune ondulation de courant continu). Le courant alternatif i_L est une onde rectangulaire comme le montre la figure 4-2.

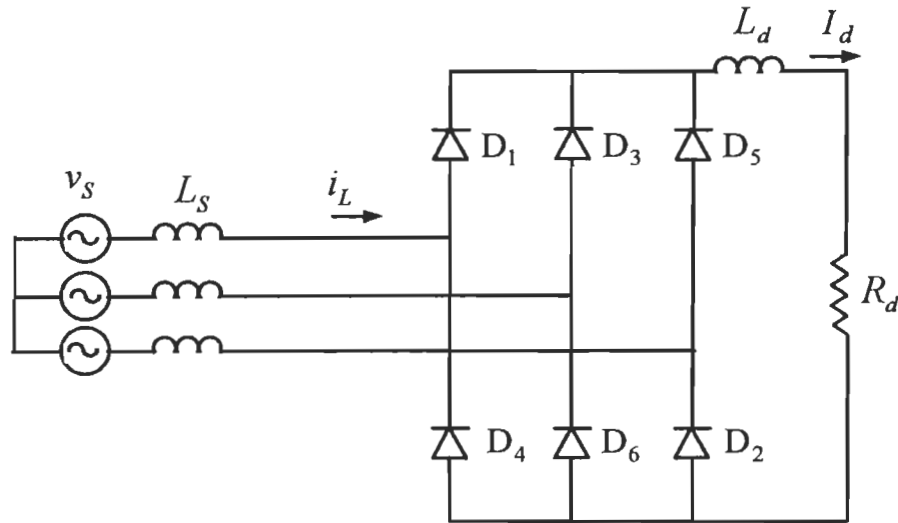


Figure 4-4 : Schéma du redresseur

La décomposition en série de Fourier de cette onde donne :

$$i_L(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\theta) \quad (4.1)$$

$$A_n = \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \quad (4.2)$$

où : $\theta = \omega t$, avec ω la fréquence angulaire.

i_L contient les harmoniques caractéristiques avec les rangs suivants:

$$n = 6k \pm 1 \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (4.3)$$

Le courant déformé i_h montré à la figure 4-2 b est obtenu en soustrayant le courant fondamental i_{L1} du courant i_L consommé par le pont redresseur donné par (4.1) comme suit :

$$i_h(\theta) = i_L(\theta) - i_{L1}(\theta) \quad (4.4)$$

Le courant i_h peut être exprimé en série de Fourier comme suit:

$$i_h(\theta) = \sum_{n=5}^{\infty} A_n \sin(n\theta) \quad (4.5)$$

On peut complètement éliminer les courants harmoniques dans le réseau en injectant un courant de compensation avec les mêmes phases et amplitudes comme dans (4.5). Cependant, puisqu'un filtre actif pratique ne peut générer un courant compensateur idéal, il faut créer un courant rapproché par une certaine méthode. Le courant de compensation généré par modulation de largeurs d'impulsions (MLI) qui est obtenu à partir d'une source de courant continu d'un onduleur, devient la solution pratique. Ce courant ne peut pas être généré pour avoir exactement la même forme, autrement dit en phase et de même amplitude, que les harmoniques présents dans les lignes ca. Mais le choix adéquat de la méthode MLI permet à chaque harmonique du courant de compensation d'être égal à celui des harmoniques existants au moins jusqu'à un rang fini. Si le courant de sortie du filtre actif alimenté en courant comme dans la figure 4-1 est ajusté pour annuler les harmoniques de courant existant jusqu'à un rang fini, alors le courant compensé dans le réseau se réduit à :

$$i_s(\theta) = i_L(\theta) - i_c(\theta) \quad (4.6)$$

où i_c est le courant de compensation.

4.2. Méthode d'injection triphasée optimisée

Cette section propose une nouvelle méthode d'injection triphasée optimisée (MITO) pour la commande d'un filtre actif à source de courant basée sur le principe de G. Choe et M. Park. Elle permet d'éliminer les harmoniques produits par un redresseur triphasé jusqu'à un rang fini. Cette nouvelle méthode qui utilise la technique MLI présente l'avantage de convenir pour un filtre actif à source de courant triphasé (six interrupteurs) plutôt que trois monophasés (quinze interrupteurs) tel que proposé dans la littérature [4][6][7]. Les composantes harmoniques du courant ca déformé sont extraites en se basant soit sur la mesure des grandeurs de sortie du redresseur soit sur la mesure des courants ca.

Des équations non-linéaires transcendantales relatives à la nouvelle méthode sont établies pour déterminer le modèle du courant d'injection. Comme le courant MLI d'injection est déterminé à partir des fonctions de commutation, les expressions mathématiques des fonctions de commutation sont d'abord établies. Le courant MLI d'injection exige une symétrie spéciale de la forme d'onde pour convenir à un filtre actif à source de courant à six interrupteurs.

4.2.1. Expressions mathématiques des fonctions de commutation

La largeur, le nombre et l'emplacement des impulsions peuvent être changés en fonction des harmoniques à éliminer pour établir différents modèles du MLI. Les expressions mathématiques des fonctions de commutation des modèles de base du MLI sont identifiées et discutées en détail dans les sections qui suivent.

4.2.1.1. Élimination des harmoniques 5 et 7

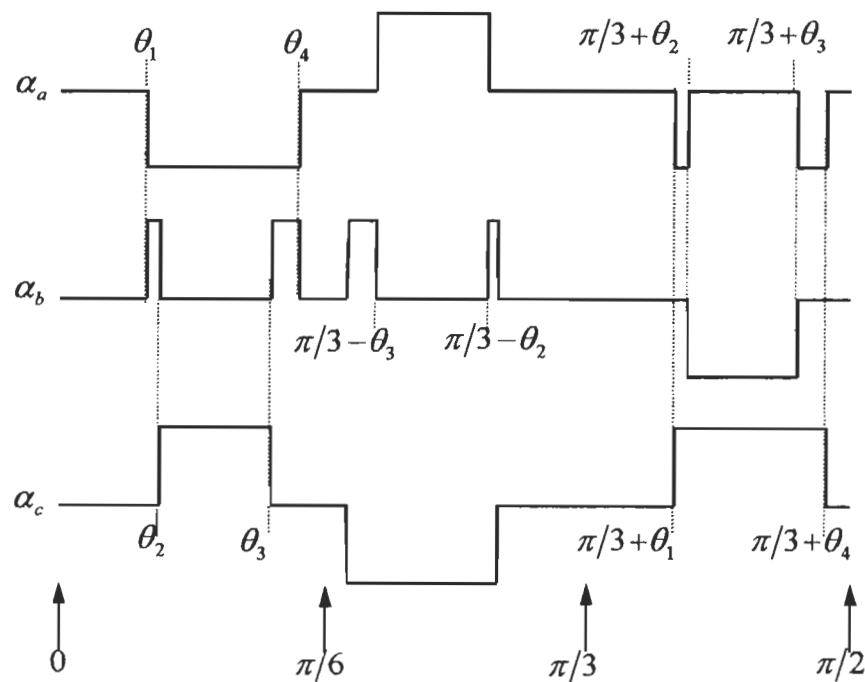


Figure 4-5 : Fonctions de commutation pour l'élimination des harmoniques 5 et 7

Les fonctions de commutation dans les trois phases qui permettent d'éliminer les harmoniques 5 et 7 sont illustrées à la figure 4-5. En utilisant le fait que la fonction de commutation α possède une symétrie au quart de période. Le nombre M d'impulsions par

quart de période est égal à $(N+1)/2$, N étant le rang d'harmonique le plus élevé à éliminer. Ainsi les angles de commutation indépendants sont seulement dans l'intervalle de 0 à $\pi/6$. La fonction de commutation α relative à la phase a de la figure 4-5 peut être exprimée en série de Fourier comme suit :

$$\alpha_a(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{a,n} \sin(n\theta) \quad (4.7)$$

$$a_{a,n} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_c}{n\pi} [-\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_4) + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_3)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_2)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_1)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_2)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_3)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_4))] \quad (4.8)$$

avec $0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \theta_3 \leq \theta_4 \leq \frac{\pi}{6}$.

Les fonctions de commutation dans la phase b et c seront déphasées respectivement d'un angle $-2\pi/3$ et $-4\pi/3$.

4.2.1.2. Élimination des harmoniques 5, 7, 11 et 13

Pour éliminer les quatre premiers harmoniques de rangs inférieurs (c.-à-d., 5, 7, 11, et 13ème) dans le réseau, les fonctions de commutation illustrées à la figure 4-6 sont utilisées; α est représenté pour un intervalle compris entre 0 et $\pi/2$. Sept angles indépendants sont exigés entre 0 et $\pi/6$ et sept impulsions par quart de période.

L'expression du coefficient de Fourier a_n de α relative à la phase a est donnée par :

$$\begin{aligned}
a_{a,n} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_c}{n\pi} [& -\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_7) \\
& + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_6)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_5)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_3)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_1)) \\
& + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_2)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_3)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_4)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_5)) \\
& - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_6)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_7))]
\end{aligned} \tag{4.9}$$

avec $0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_7 \leq \frac{\pi}{6}$

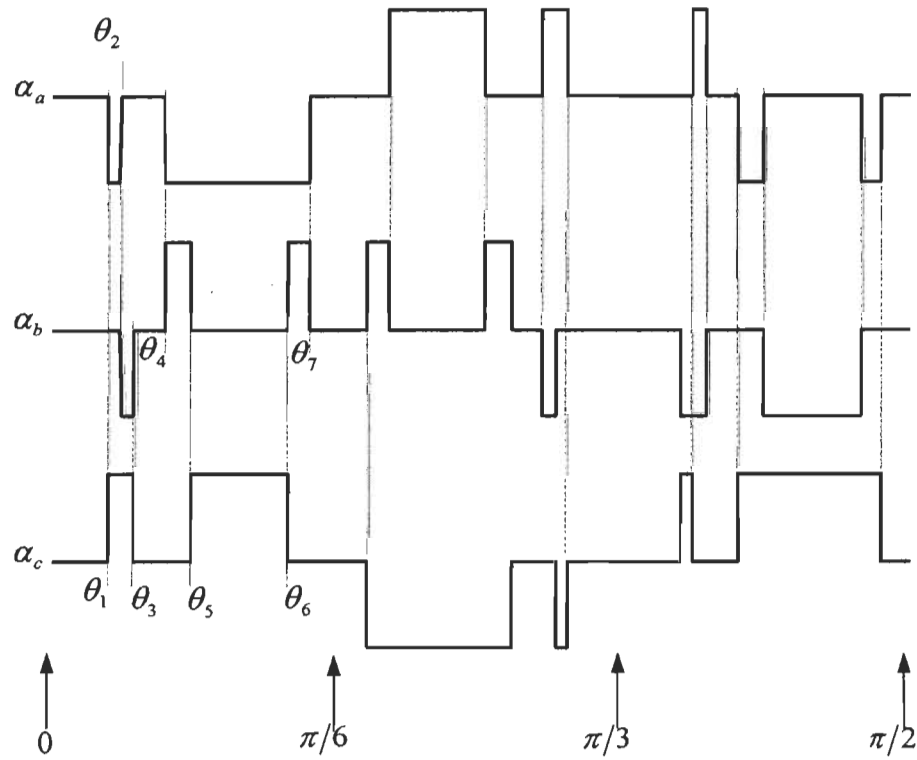


Figure 4-6 : Fonctions de commutation pour l'éliminations des harmoniques 5, 7, 11 et 13

4.2.1.3. Élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17 et 19

Pour éliminer les cinquième, septième, onzième, treizième, dix-septième et dix-neuvième harmoniques dans le réseau, les fonctions de commutations de la figure 4-7 sont utilisées, α est représenté pour un intervalle compris entre 0 et $\pi/2$. Dix angles indépendants sont exigés entre 0 et $\pi/6$ et dix impulsions par quart de période. L'expression du coefficient de Fourier a_n de α relative à la phase α peut maintenant être écrite comme suit :

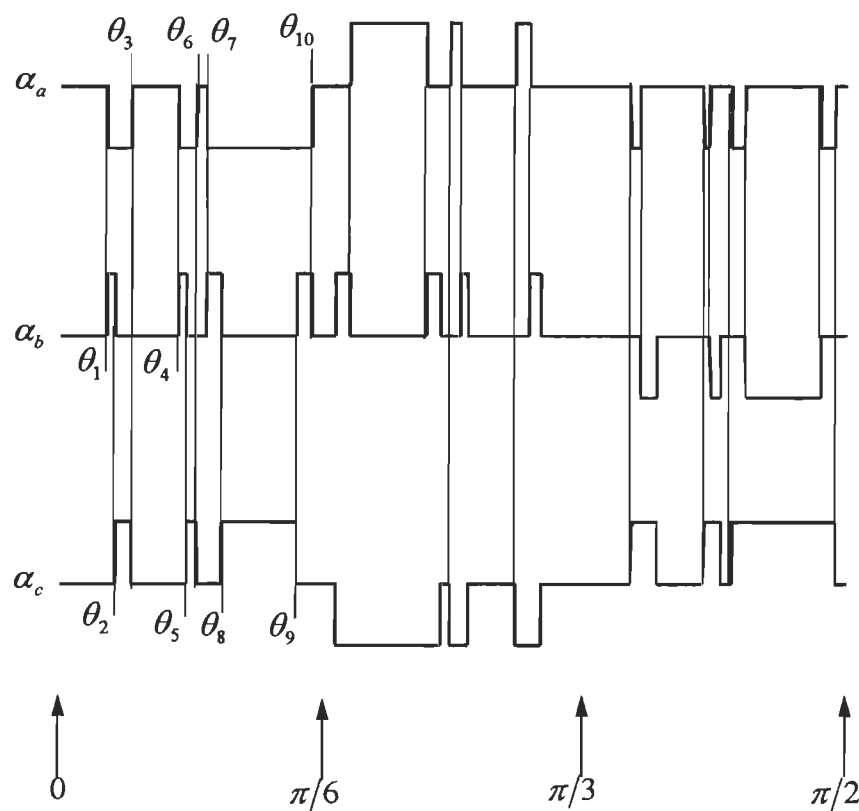


Figure 4-7 : Fonctions de commutation pour l'élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17 et 19

$$\begin{aligned}
a_{a,n} = \frac{4I_m}{n\pi} & [-\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_6) - \cos(n\theta_7) + \cos(n\theta_{10}) \\
& + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_9)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_8)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_6)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_5)) \\
& + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_3)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} - \theta_2)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_1)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_2)) \\
& - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_4)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_5)) - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_7)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_8)) \\
& - \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_9)) + \cos(n(\frac{\pi}{3} + \theta_{10}))] \quad (4.10)
\end{aligned}$$

avec $0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_{10} \leq \frac{\pi}{6}$

4.2.1.4. Mode roue libre

Les fonctions de commutation du courant d'injection peuvent devenir nulles simultanément pour un cas donné. Dans ce cas, le courant de source du CSI doit circuler par les interrupteurs 1 et 4 ou 3 et 6 ou 5 et 2 pour éviter d'interrompre le courant dans la source continue [28] [29] [30].

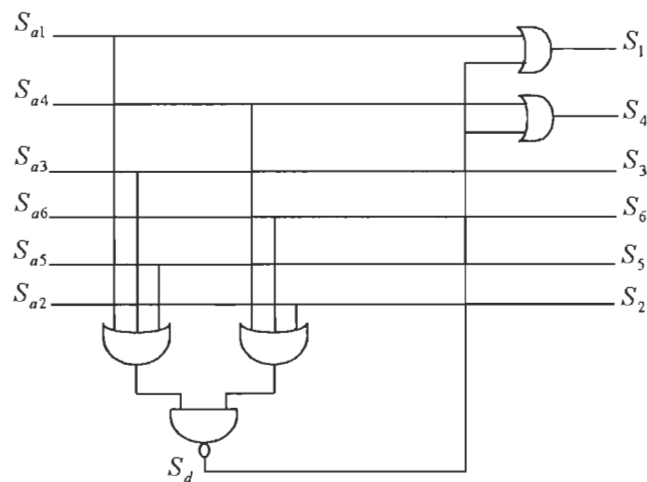
Ceci est accompli par la génération automatique des impulsions de court-circuit ($S_d = 1$) (générateur d'impulsion de court-circuit à la figure 4-8) quand aucun des interrupteurs supérieurs n'est fermé ($S_{a1} = S_{a3} = S_{a5} = 0$) ou aucun des interrupteurs inférieurs n'est déclenché ($S_{a4} = S_{a6} = S_{a2} = 0$). L'expression booléenne de cette impulsion de court-circuit S_d est :

$$S_d = \{S_{a1} OR S_{a3} OR S_{a5}\} NAND \{S_{a2} OR S_{a4} OR S_{a6}\} \quad (4.11)$$

Tableau 4-1 : Signaux de commande de base et impulsions de court-circuit

Signaux de commande de base pour le CSI						Impulsions de court-circuit
S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_d
1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0
0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1

Le Tableau 4-1 montre toutes les combinaisons possibles pour l'impulsion de court-circuit en fonction des signaux de commande de base. Ce signal peut être ajouté (en utilisant des portes OU) aux signaux de commande de base correspondant pour un seul bras du CSI (aux interrupteurs 1 et 4, 3 et 6, ou 5 et 2). Une alternative très simple devrait ajouter ce signal aux signaux de commande de base correspondant à un seul bras donnée du CSI ; par exemple, aux commutateurs 1 et 4 (figure 4-8).

**Figure 4-8 : Schéma logique permettant de provoquer une conduction simultanée des interrupteurs 1 et 4**

4.2.2. Algorithme de résolution

À partir de α , le filtre actif produit le courant MLI i_c à partir du courant constant I_c .

Ainsi, l'expression de i_c est donnée par :

$$i_c(\theta) = I_c \alpha(\theta) \quad (4.12)$$

Si le courant i_c avec une amplitude I_c est injecté dans le réseau, le courant compensé i_s dans la ligne ca peut être exprimé comme suit :

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin n\theta \quad (4.13)$$

À partir de (4.6) et pour n'importe quel rang n , le coefficient β_n est donné par :

$$\beta_n = A_n - I_c \alpha_n \quad (4.14)$$

De (4.13) les coefficients de Fourier de la compensation peuvent être annulés en injectant i_c , ainsi β_n se réduit à zéro.

$$A_n - I_c \alpha_n = 0 \quad (4.15)$$

$$\alpha_1 = 0 \quad (4.16)$$

Le rapport d'injection est défini par :

$$x_o = \frac{I_c}{I_d} \quad (4.17)$$

L'équation (4.14) devient :

$$\frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} - x_o \alpha_n = 0 \quad (4.18)$$

Le coefficient α_n est une fonction à M variables, $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M)$, M équations non linéaires transcendantales de M variables sont obtenues de (4.15) et (4.17).

Posons :

$$f(\theta) = 0 \quad (4.19)$$

où :

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_M)^T$$

$$\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M)^T$$

Ainsi, l'équation (4.18) peut être exprimée comme suit :

$$f_k = A_{2k-1} - \beta_{2k-1} \quad (4.20)$$

Un processus numérique est employé pour résoudre les équations non linéaires transcendantales [31][32][33]. L'algorithme de résolution des systèmes d'équation (4.19) est résumé par les étapes suivantes:

- 1) poser une valeur initiale θ^0 de θ

$$\theta^0 = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M]^T \quad (4.21)$$

2) calculer $f(\theta^0) = f^0$

$$f = [f_1, f_2, \dots, f_M]^T \quad (4.22)$$

3) déterminer $d\theta$ par la série de Taylor du premier ordre de f en utilisant la méthode d'élimination gaussienne.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \theta_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \theta_M} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \theta_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \theta_M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_M}{\partial \theta_1} & \frac{\partial f_M}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial f_M}{\partial \theta_M} \end{bmatrix} d\theta = -f^0 \quad (4.23)$$

4) faire la mise à jour des angles de commutation

$$\theta^0 = \theta^0 + \lambda d\theta \quad (4.24)$$

avec le taux de correction λ dans l'intervalle $[0 \ 1]$.

5) répéter les étapes (2) à (4) jusqu'à ce que $d\theta$ converge à une valeur très petite.

La convergence des équations non linéaires sera en grande partie affectée par λ . Si λ est plus petit, la convergence sera atteinte, mais le nombre d'itérations sera augmenté. Pour obtenir la solution numérique de (4.19), les contraintes suivantes doivent être satisfaites :

d'abord, la matrice $M \times M$ en (4.22) doit être une matrice non singulière ; en second lieu, les variables, $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$, doivent satisfaire la condition suivante :

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_M \leq \frac{\pi}{6} \quad (4.25)$$

Note : Pour la résolution numérique des systèmes d'équation (4.19), des sous routines ont été écrites à l'aide de « la boîte à outil » d'optimisation de Matlab. La fonction « fmincon » a été utilisée.

4.2.3. Validation numérique

L'objectif des simulations numériques est de valider la stratégie de commande proposée. Pour cela, nous avons effectué des simulations en vue d'éliminer les harmoniques de rang inférieur ou égal à 19 (section 4.2.1.3.) pour différents rapports d'injection, afin d'illustrer les performances de cette approche. Les simulations sont effectuées à l'aide de PSIM et de Matlab.

4.2.3.1. Système simulé

Le système simulé est montré sur la figure 4-9. Il est composé d'un réseau d'alimentation, d'un pont redresseur et d'un filtre actif à structure de courant. Le réseau est modélisé par un système triphasé de tensions sinusoïdales en série avec une inductance et une résistance. Le redresseur débitant sur une charge R-L joue le rôle de la

charge polluante. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de six interrupteurs et d'une source de courant parfaite. Les interrupteurs du pont onduleur sont formés par des IGBT (avec des diodes en antiparallèle) en série avec des diodes.

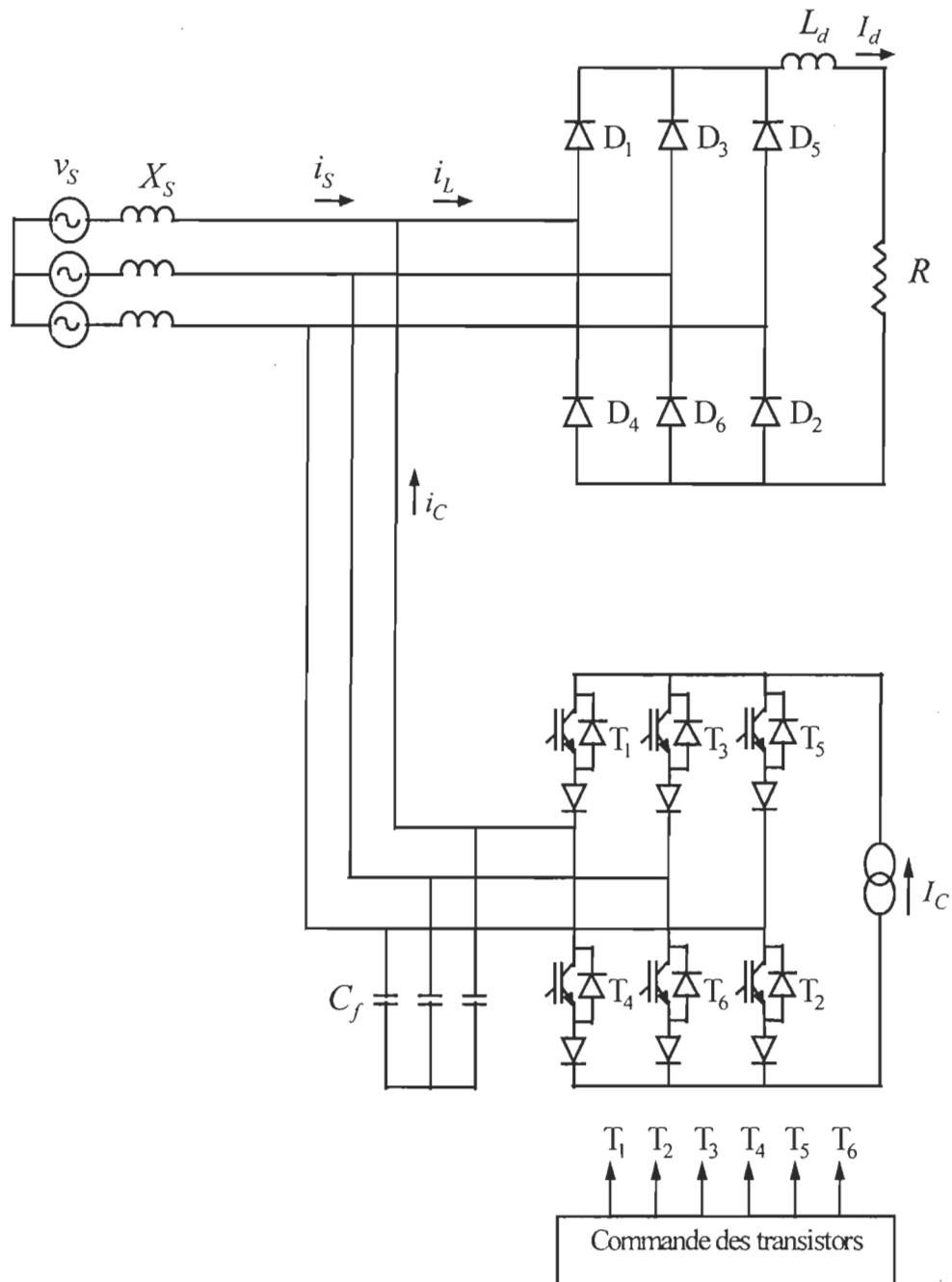


Figure 4-9 : Schéma du réseau électrique avec filtre actif

Les paramètres de simulation utilisés dans les différents cas sont ceux de la plate forme expérimentale employés au chapitre V. Le tableau 4-2 indique ces paramètres.

Tableau 4-2 : Paramètres utilisés pour la simulation

Élément de l'installation	Valeurs des paramètre du réseau
Réseau	Source triphasée sinusoïdale et équilibrée $V_s = 110V$; $f = 60Hz$; $R_s = 0.1\Omega$; $L_s = 1mH$
Redresseur	Charge RL : $R_d = 60\Omega$; $L_d = 120mH$
Filtre actif	Convertisseur à six interrupteurs $I_c = I_d \cdot x_o$; $C_f = 22\mu F$

4.2.3.2. Résultats de simulation avec MATLAB

Le programme développé avec MATLAB, relatif aux fonctions de commutation de la figure 4-5 suivant l'algorithme décrit à la section 4.2.1.1, a permis de calculer les angles de commutation pour un rapport d'injection x_o compris entre 0.38 et 1 (Annexe A). Ces angles de commutation ont été utilisés pour la simulation du système de la figure 4-9 avec PSIM. Le tableau 4-3 présente les angles de commutation calculés.

Tableau 4-3 : Angles de commutation en fonction du rapport d'injection x_o

Angles de commutation ($^\circ$)	Rapport d'injection x_o								
	0.38	0.43	0.48	0.53	0.58	0.68	0.78	0.88	0.98
θ_1	5.15	5.57	5.77	5.82	5.8	5.53	6.74	6.77	6.78
θ_2	5.15	5.57	5.77	5.82	5.8	5.53	6.74	6.77	6.78
θ_3	8.134	8.59	8.63	8.4	8.15	7.48	8.62	8.4	8.22
θ_4	13.47	14.65	15.17	14.61	13.92	11.78	17.09	17.13	17.17
θ_5	13.47	14.65	16.43	15.62	14.73	12.32	18.21	18.12	18.05
θ_6	16.1	15.7	16.43	15.62	14.73	12.32	22.32	21.51	20.96
θ_7	16.1	15.7	16.68	16.96	17.15	17.34	27.48	27.04	26.89
θ_8	18.25	17.33	16.68	16.96	17.15	17.34	27.48	27.04	26.89
θ_9	26.94	25.2	24.27	23.74	23.30	22.57	29.26	29.35	29.41
θ_{10}	28.65	26.95	26.05	25.49	25.02	24.22	30	30	30

Note : Dans le tableau 4-3 nous remarquons que les angles de commutation θ_1 et θ_2 sont identiques pour différents rapport d'injection. Ce qui donne lieu à 14 angles de commutation soit 7 impulsions plutôt que 20 soit 10 impulsions par quart de période.

4.2.3.3. Résultats de simulation avec PSIM

Nous avons utilisé PSIM pour vérifier la validité de la MITO proposée. Pour simuler le système de la figure 4-9, les paramètres indiqués dans le tableau 4-2 sont utilisés pour différents rapports d'injection x_o (tableau 4-3). Pour chacun des cas de simulation, nous avons tracé tel qu'illustrés par les figures 4-10, 4-11, 4-12, 4-13, 4-14, 4-15, 4-16 et 4-17: les courants de la charge (I_L), de la ligne ca (I_s) et du filtre actif (I_c) ; les spectres du courant avant compensation et après compensation.

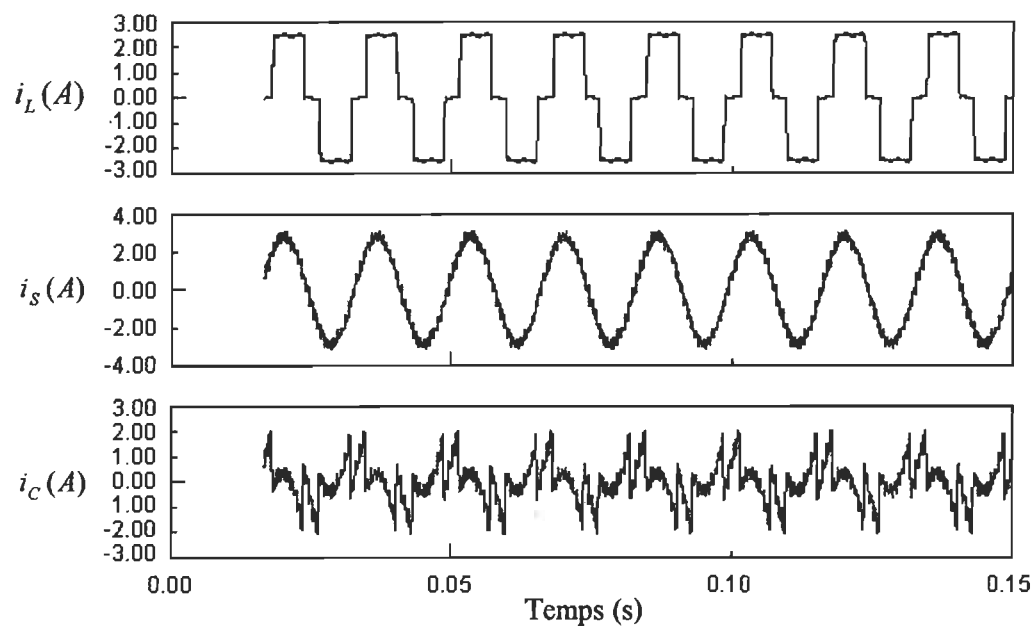


Figure 4-10 : Courants de la charge i_L , de la ligne ca i_s et du filtre actif i_c avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$

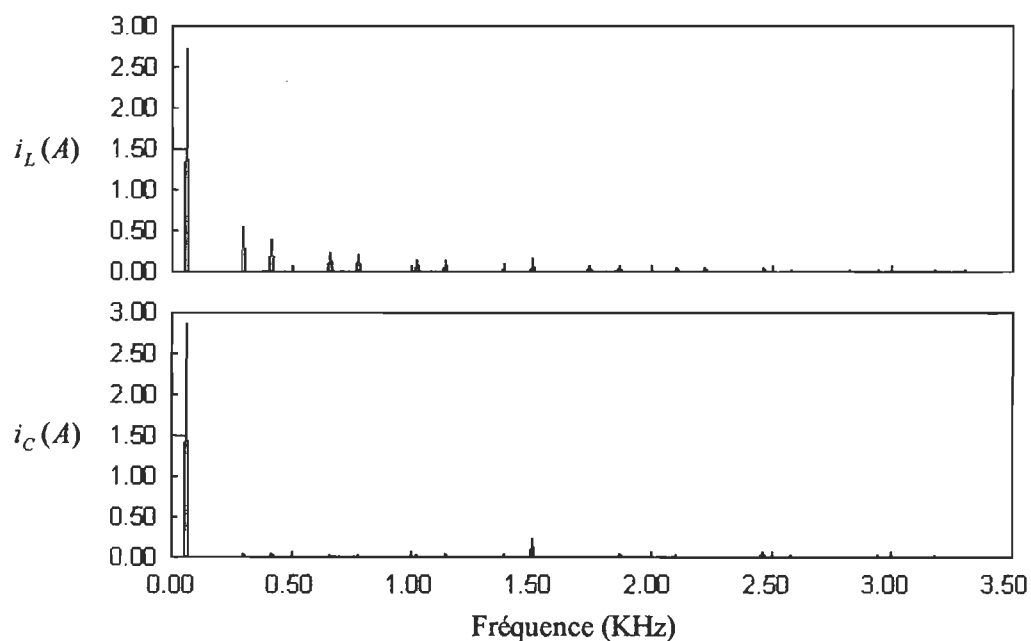


Figure 4-11 : Spectres du courant dans la ligne ca avant compensation i_L et après compensation i_c avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$

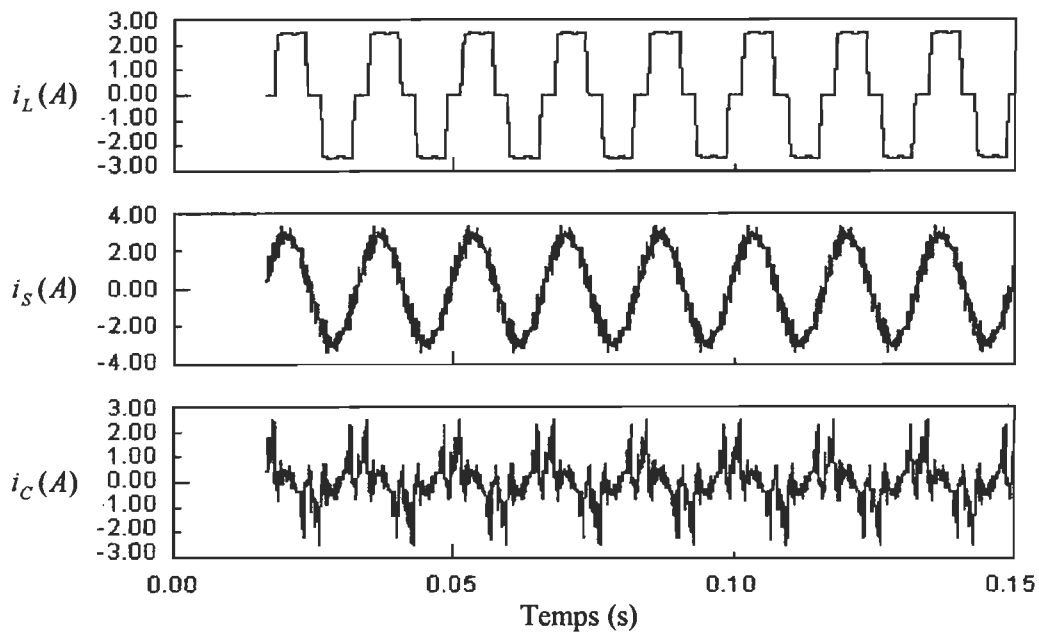


Figure 4-12 : Courants de la charge i_L , de la ligne ca i_S et du filtre actif i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$

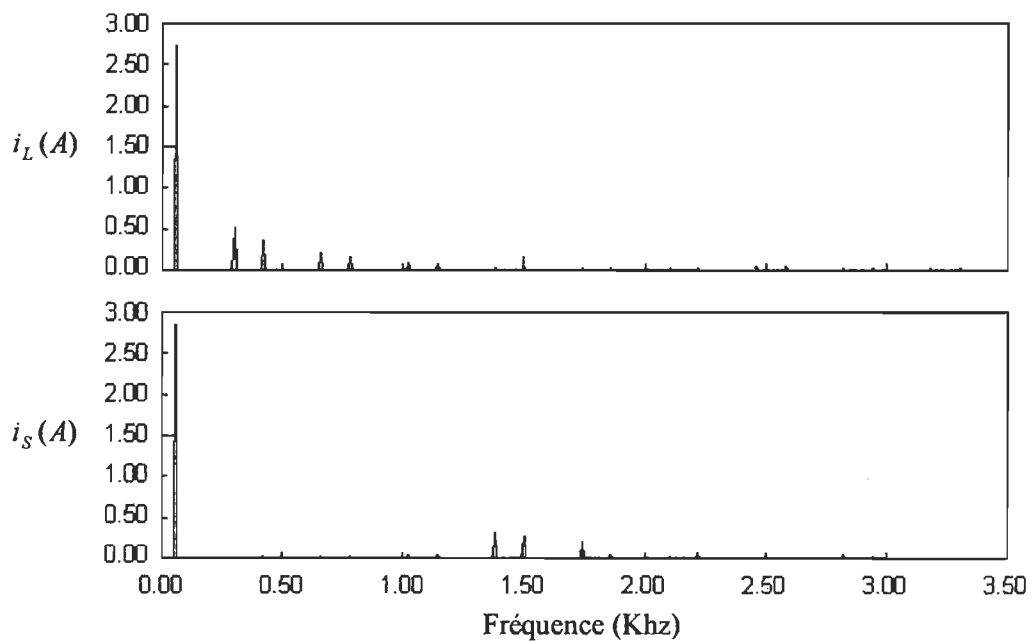


Figure 4-13 : Spectres du courant dans la ligne ca avant compensation i_L et après compensation i_C avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$

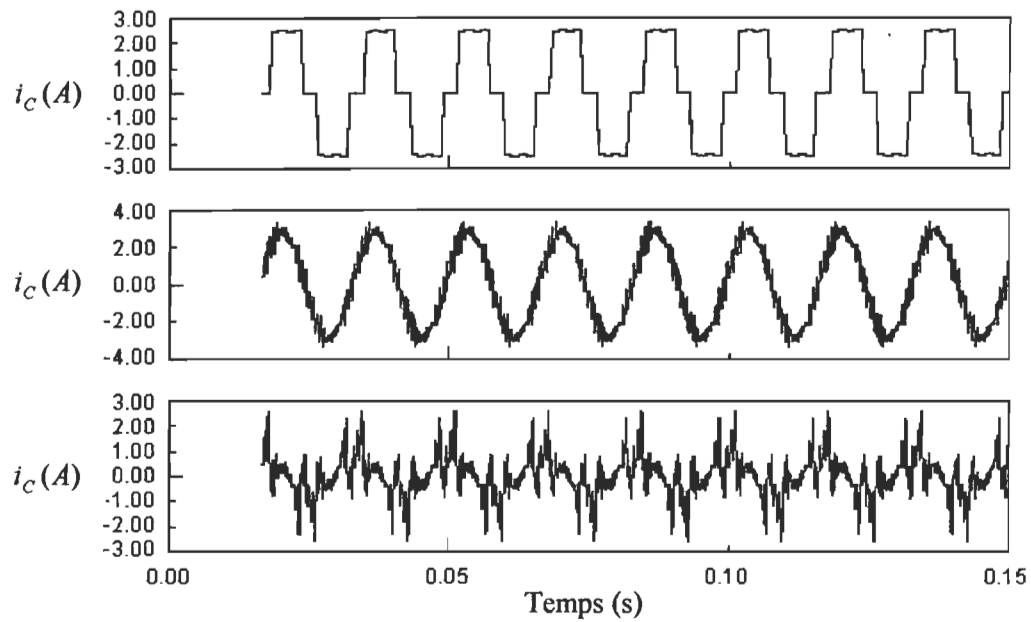


Figure 4-14 : Courants de la charge i_L , de la ligne ca i_s et du filtre actif i_c avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$

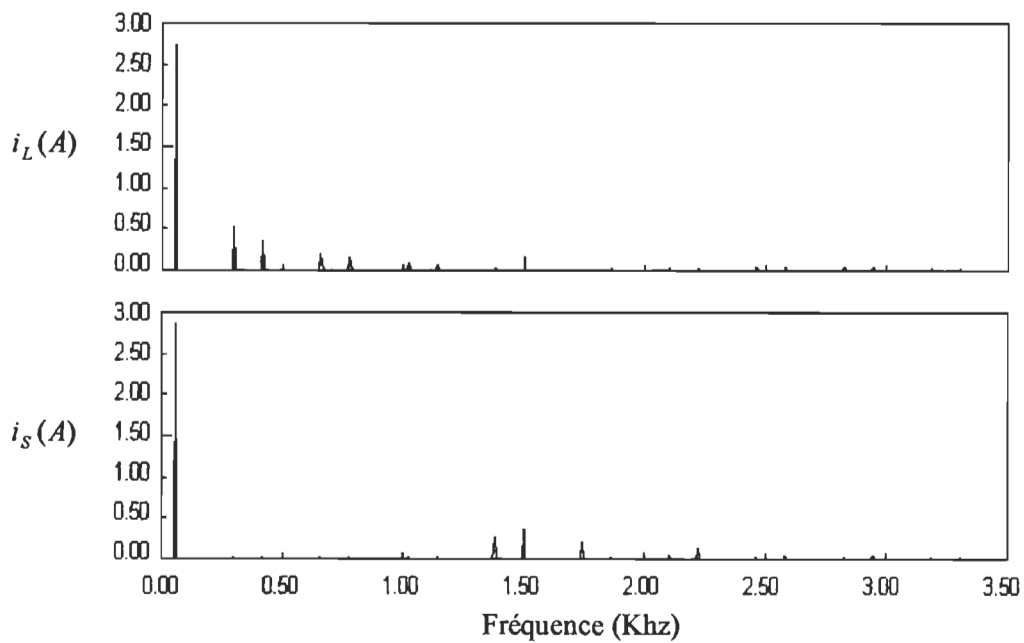


Figure 4-15 : Spectres du courant dans la ligne ca avant compensation i_L et après compensation i_c avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$

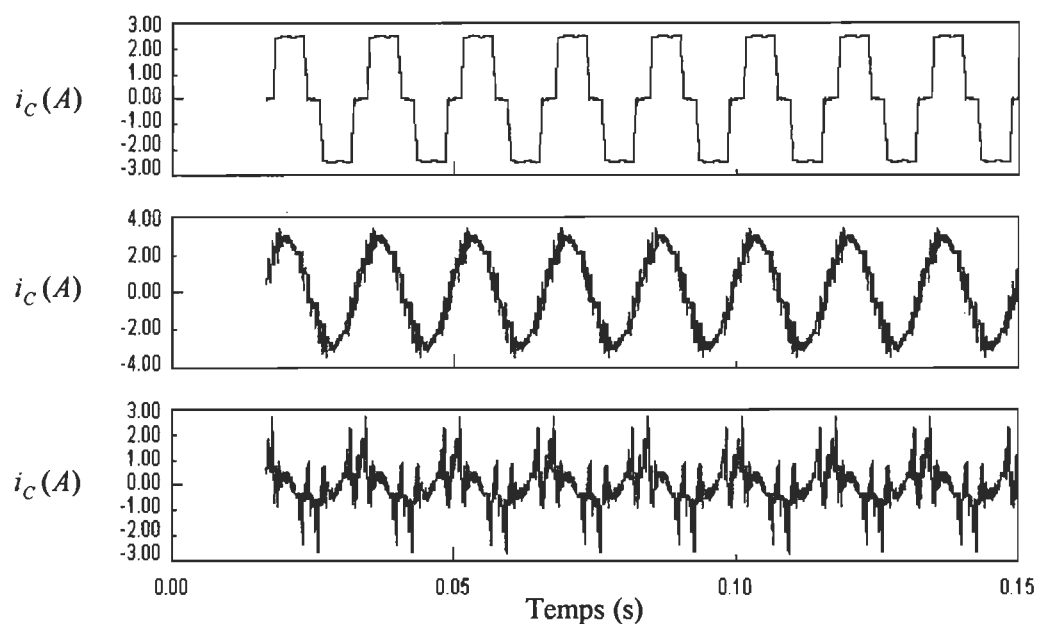


Figure 4-16 : Courants de la charge i_L , de la ligne ca i_s et du filtre actif i_c avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$

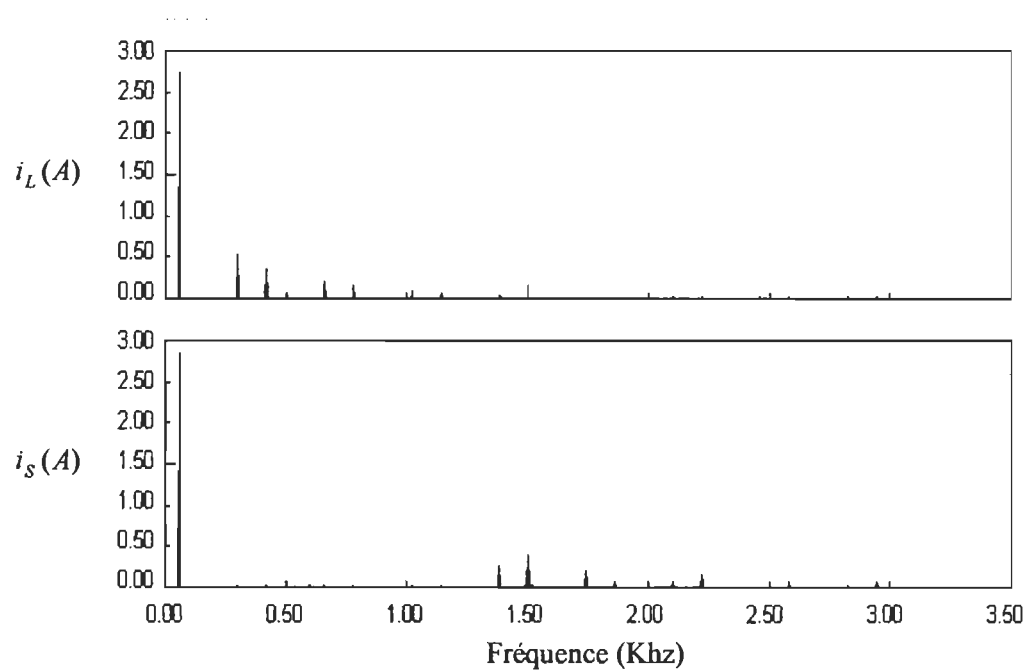


Figure 4-17 : Spectres du courant dans la ligne ca avant compensation i_L et après compensation i_c avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$

Les figures 4-10, 4-12, 4-14 et 4-16 illustrent respectivement les courants de la charge (I_L), de la ligne ca (I_S) et du filtre actif (I_C) avec les rapports d'injection 0.38, 0.48, 0.58 et 0.68.

Les figures 4-11, 4-13, 4-15 et 4-17 représentent respectivement les spectres du courant avant compensation et après compensation avec les rapports d'injection 0.38, 0.48, 0.58, 0.68. Ces figures montrent que les 19 premiers harmoniques sont correctement amortis.

Le tableau 4-4 indique les taux de distorsion harmonique pour les différents rapports d'injection, qui représentent une sorte de performance globale évaluée sur la base de l'ensemble du spectre. Le THD_i est ramené de 27.7% à 4.7% pour le cas où le rapport d'injection est égal à 0.38. Le taux de distorsion harmonique augmente au fur et à mesure que le rapport d'injection augmente. Il en résulte que la compensation s'améliore lorsque le rapport d'injection diminue. Nous avons constatés que pour un rapport d'injection inférieur à 0.38, le programme de résolution des équations non linéaire transcendantes ne convergeait pas.

Tableau 4-4: THD_i en fonction du rapport d'injection avec la MITO

x_0	THD_i en (%)
0.38	4.7
0.48	6.2
0.58	7.3
0.68	7.8

4.3. Méthode d'injection optimisée basée sur le principe des aires

Dans cette section nous présentons une méthode d'injection triphasé basée sur le principe des aires (MITAO) d'un filtre actif parallèle à source de courant. Le concept des aires a été considéré par d'autres auteurs pour la mise au point des algorithmes de commande de filtres actifs [26] [34]. L'idée de base est d'assurer que les impulsions du courant injecté ont la même surface courant-temps que la surface correspondante donnée par l'intégrale $\int i_h dt$ sur la période d'échantillonnage de la forme d'onde de l'harmonique spécifié. Une meilleure approche serait de placer le centre des impulsions du courant d'injection à la coordonnée sur l'axe des temps entre deux points d'inflexion de la forme d'onde du courant harmonique correspondant [7]. En faisant cela, des résultats optimaux peuvent être obtenus puisque le taux de distorsion prévu est minimisé.

4.3.1. Principe de la MITAO

Le principe de cette stratégie est illustré graphiquement à la figure 4-18. Le courant de référence i_h est déterminé à partir de la mesure des grandeurs de sortie de la charge non linéaire ou à partir de l'utilisation de la transformée rapide de Fourier (FFT) côté ca. À noter que même la forme d'onde du courant de référence est subdivisée en intervalles de temps. Ces intervalles de temps sont les points d'inflexion du courant de référence. Ainsi la position de chaque impulsion de commutation est établie au centre de chaque subdivision.

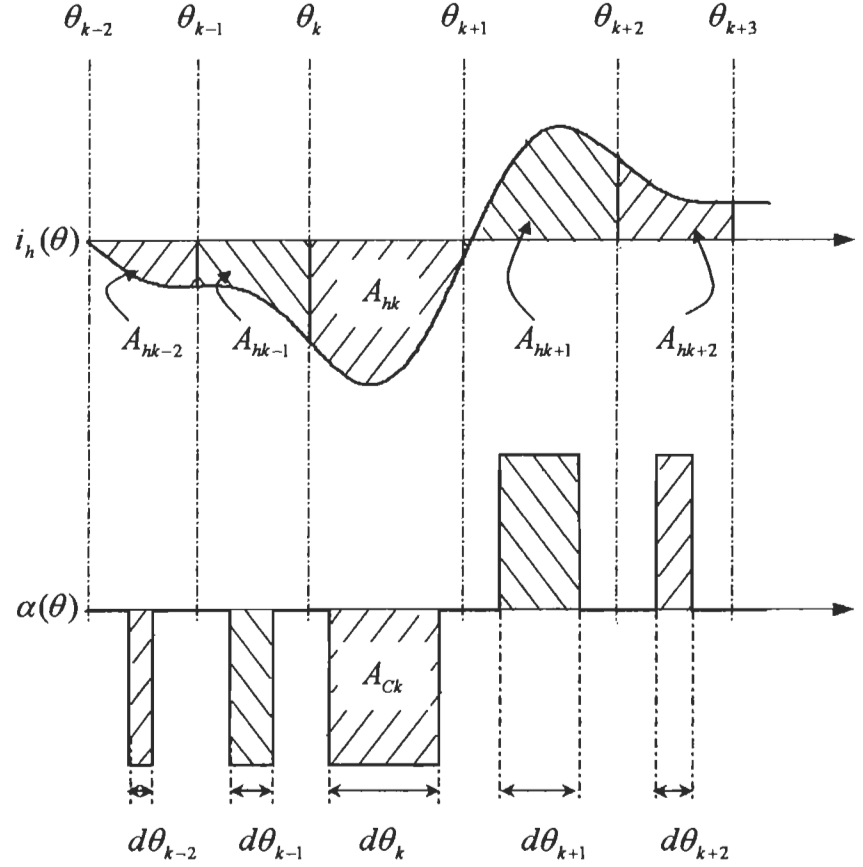


Figure 4-18 : Principe de la MITAO

L'équation du courant harmonique de référence est donnée par :

$$i_h(\theta) = \sum_{n=2}^N A_n \sin(n\theta) \quad (4.26)$$

L'équation (4.27), dérivée seconde au signe près de (4.26) permet de déterminer les points d'inflexion du courant de référence i_h (voir Annexe B).

$$\begin{aligned} G_H(\omega t) &= \sum_{n=2}^N [n^2 A_n \sin(n\theta)] \\ &= \sin(\omega t) [C_0 + C_1 (2\cos(\theta))^2 + C_2 (2\cos(\theta))^4 + \dots + C_{(N-1)/2} (2\cos(\theta))^{(N-1)}] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Les points d'inflexion de i_h sont obtenus de l'équation (4.28) où $X = (2 \cos(\theta))^2$

$$C_0 + C_1 X + C_2 X^2 + \dots + C_{(N-1)/2} X^{\frac{N-1}{2}} = 0 \quad (4.28)$$

Les points d'inflexion de i_h dans un quart de période sont 0 et $\cos^{-1} \sqrt{X_i/2}$ où $X_i, i=1$ à $(N-1)/2$, selon les solutions de (4.28). Le nombre M de points d'inflexion dans un quart de période est $(N+1)/2$ selon (4.28) avec N le rang harmonique le plus élevé à éliminer.

L'aire A_{hk} du courant harmonique de référence i_h entre deux points d'inflexion successifs θ_k et θ_{k+1} peut être exprimée comme suit :

$$A_{hk} = \sum_{n=2}^N \frac{A_n}{n} (\cos(n\theta_k + \varphi_n) - \cos(n\theta_{k+1} + \varphi_n)) \quad (4.29)$$

L'aire A_{ck} du courant harmonique actuel injecté avec une amplitude I_c est donnée par :

$$A_{ck} = I_c d\theta_k \quad (4.30)$$

À partir de (4.29) et (4.30), nous pouvons déterminer la *kième* largeur d'impulsion de la fonction de commutation :

$$d\theta_k = \sum_{n=2}^N \frac{A_n}{nI_c} (\cos(n\theta_k + \varphi_n) - \cos(n\theta_{k+1} + \varphi_n)) \quad (4.31)$$

La *kième* largeur d'impulsion de la fonction de commutation est inversement proportionnelle au courant continu I_c du filtre actif.

Les équations pour calculer les angles de compensation sont donnés par :

$$\theta_{2k-1} = (\theta_{k+1} + \theta_k)/2 - |d\theta_k|/2 \quad (4.32)$$

$$\theta_{2k} = (\theta_{k+1} + \theta_k)/2 + |d\theta_k|/2 \quad (4.33)$$

Les fonctions de commutation du courant d'injection obtenues à partir de l'algorithme des aires proposé ci-dessus est légèrement modifié pour satisfaire les conditions de la source de courant (CSI) de la figure 4-3 [34]. Ces conditions consistent à avoir à n'importe quel moment la somme des trois courants harmoniques égale à zéro. Pour cela, les fonctions de commutation sont calculées avec la méthode des aires pour chacune des trois phases.

La modification des fonctions de commutation consiste à diviser la période de 360° (correspondant à 60Hz) en six sections de 60° . Pour la première et la quatrième section, la fonction de commutation actuelle α_a de la phase A reste égale à la fonction de commutation α_a^{aire} de la phase A avec la méthode des aires.

$$\alpha_a = \alpha_a^{aire} \quad (4.34)$$

La fonction de commutation α_b actuelle dans la phase B reste égale à celle calculée avec la méthode des aires si cette dernière n'est pas égale à α_a , sinon elle devient égale à zéro :

$$\alpha_b = \begin{cases} \alpha_b^{aire} & \text{si } \alpha_b^{aire} \neq \alpha_a \\ 0 & \text{si } \alpha_b^{aire} = \alpha_a \end{cases} \quad (4.35)$$

Finalement, la fonction de commutation α_c dans la phase C devient égale à l'opposée de la somme des fonctions de commutations actuelles de la phase A et de la phase B.

$$\alpha_c = -(\alpha_a + \alpha_b) \quad (4.36)$$

La figure 4-19 illustre le processus de $k-1$ jusqu'à $k+2$ pour les angles de commutation relatifs à la première et à la quatrième section.

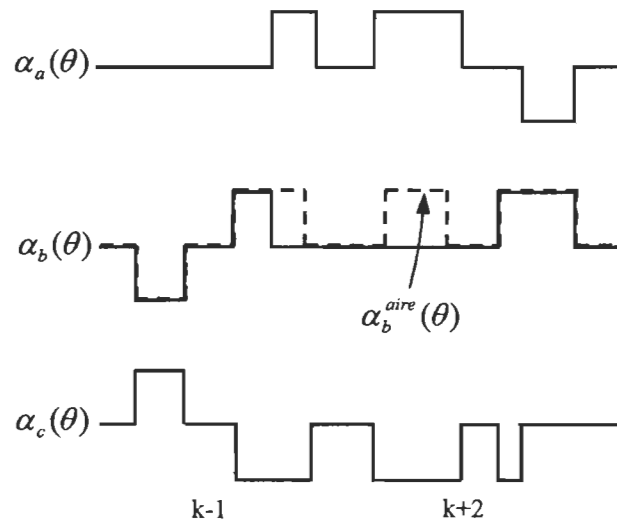


Figure 4-19 : Angles de commutation pour la première et la quatrième section

Soit $S_k(t)$, $k=1, \dots, 6$, le signal de commande de l'interrupteur $T_k(t)$, $k=1, \dots, 6$, avant la modification. Les expressions logiques du signal de commande pour les interrupteurs $T1, T2, T3, T4, T5$ et $T6$ du filtre actif pendant la première et la quatrième section (figure 4-20) sont données par :

$$T1 = S1 \quad \text{et} \quad T3 = \bar{S}1 \text{ AND } S3 \quad (4.36)$$

$$T4 = S4 \quad \text{et} \quad T6 = \bar{S}4 \text{ AND } S6 \quad (4.37)$$

$$T5 = (S4 \text{ OR } S6) \text{ AND } (\overline{S3 \text{ OR } S1}) \quad (4.38)$$

$$T2 = (S1 \text{ OR } S3) \text{ AND } (\overline{S4 \text{ OR } S6}) \quad (4.39)$$

Lorsque $(T1=T3=T5=0)$ ou $(T4=T6=T2=0)$, des impulsions de court-circuit sont générées à partir de Sd entre les interrupteurs $T1$ et $T4$ de la même façon avec la méthode de G. Choe et M. Park (section 4.2.1.4.).

Les fonctions de commutation de deuxième, troisième, cinquième et sixième section de 60° sont modifiées de la même façon que celles de la première et de la quatrième avec une rotation de phase après chaque section. Le tableau 4-5 définit les fonctions de commutation des trois phases pour toutes les sections de 60° sur un cycle de 360° .

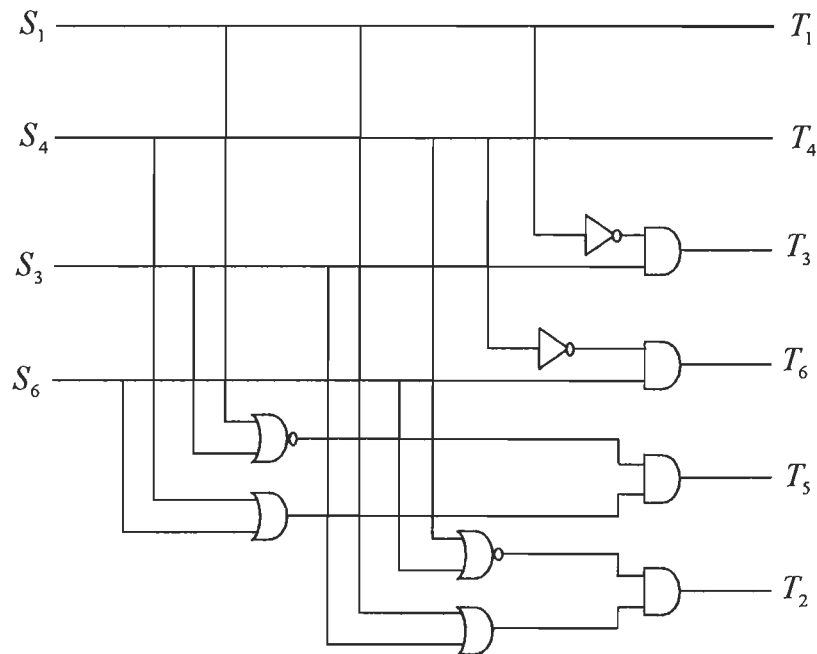


Figure 4-20 : Signal de commande pendant la première et la quatrième section

Tableau 4-5 : Modifications des fonctions de commutation

Section-60°	α_a	α_b	α_c
Première	α_a^{aire}	$\begin{cases} \alpha_b^{aire} & \text{si } \alpha_b^{aire} \neq \alpha_a \\ 0 & \text{si } \alpha_b^{aire} = \alpha_a \end{cases}$	$-\alpha_a - \alpha_b$
Deuxième	$-\alpha_b - \alpha_c$	α_b^{area}	$\begin{cases} \alpha_c^{aire} & \text{si } \alpha_c^{aire} \neq \alpha_b \\ 0 & \text{si } \alpha_c^{aire} = \alpha_b \end{cases}$
Troisième	$\begin{cases} \alpha_c^{aire} & \text{si } \alpha_a^{aire} \neq \alpha_c \\ 0 & \text{si } \alpha_a^{aire} = \alpha_c \end{cases}$	$-\alpha_c - \alpha_a$	α_c^{aire}
Quatrième	α_a^{area}	$\begin{cases} \alpha_b^{aire} & \text{si } \alpha_b^{aire} \neq \alpha_a \\ 0 & \text{si } \alpha_b^{aire} = \alpha_a \end{cases}$	$-\alpha_a - \alpha_b$
Cinquième	$-\alpha_b - \alpha_c$	α_b^{aire}	$\begin{cases} \alpha_c^{aire} & \text{si } \alpha_c^{aire} \neq \alpha_b \\ 0 & \text{si } \alpha_c^{aire} = \alpha_b \end{cases}$
Sixième	$\begin{cases} \alpha_a^{aire} & \text{si } \alpha_a^{aire} \neq \alpha_c \\ 0 & \text{si } \alpha_a^{aire} = \alpha_c \end{cases}$	$-\alpha_c - \alpha_a$	α_c^{aire}

4.3.2. Validation numérique

Nous simulons le système de puissance représenté par le schéma 4-9 dont les caractéristiques sont celles utilisées dans la section précédente pour un rapport d'injection égal à 0.38. Le courant de référence est calculé jusqu'au dix-neuvième harmonique (Annexes B et C). Les courants de la charge (I_L), de la ligne ca (I_s) et du filtre actif (I_c) sont présentés sur la figure 4-21. L'analyse spectrale permet d'affirmer que les 19 premiers harmoniques sont bien réduits après compensation (figure 4-22). Le taux de distorsion harmonique (THD_i), décroît de 27.7% à 6% approximativement.

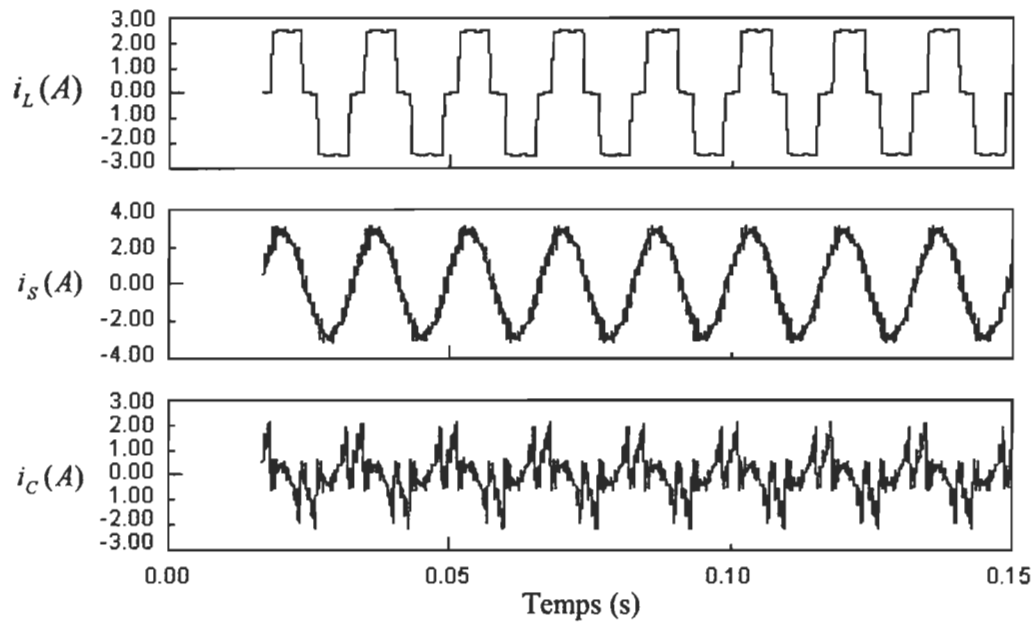


Figure 4-21 : Courants de la charge i_L , de la ligne ca i_s et du filtre actif i_c avec la MITAO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$

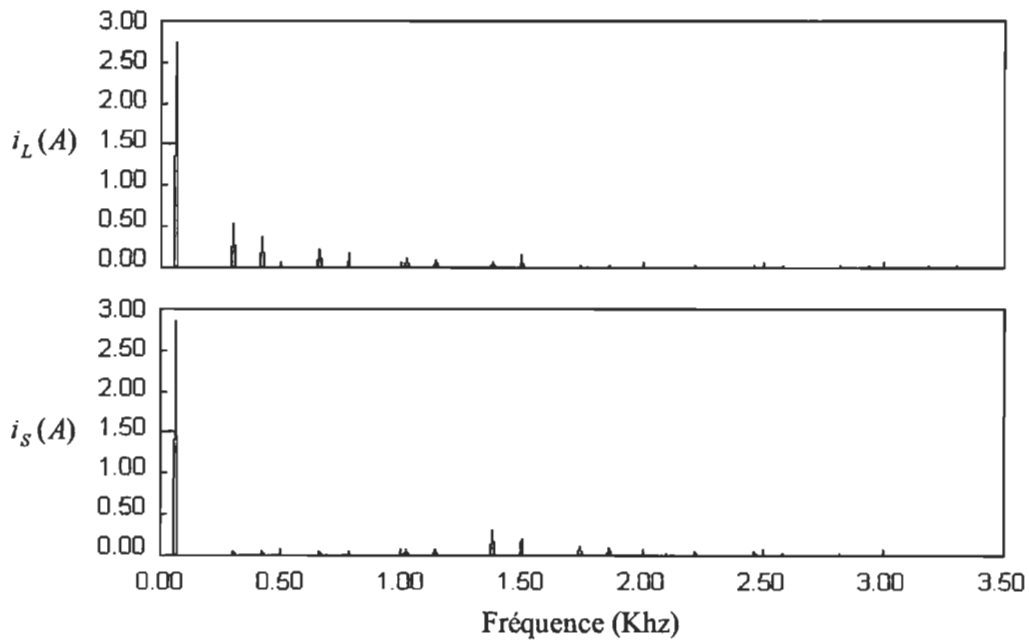


Figure 4-22 : Spectres du courant dans la ligne ca avant compensation i_L et après compensation i_c avec la MITAO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$

Le tableau 4-6 indique les taux de distorsion harmonique pour les différents rapports d'injection. Le taux de distorsion harmonique augmente au fur et à mesure que le rapport d'injection augmente. Il en résulte que la compensation s'améliore lorsque le rapport d'injection diminue.

Tableau 4-6 : THD_i en fonction du rapport d'injection avec la MITAO

x_0	THD_i en (%)
0.38	5.2
0.48	7.5
0.58	10.4
0.68	12.6

4.4. Sommaire

Dans ce chapitre nous avons présenté deux méthodes de compensation harmonique. Notre contribution majeure porte sur la mise en oeuvre des fonctions de compensation pour un onduleur à six interrupteurs qui peuvent être implantées en temps réel.

Il ressort des simulations effectuées que les deux stratégies de compensation ont des performances tout à fait satisfaisantes. En ce qui concerne la complexité numérique, la MITAO est plus facile à implanter que MITO. Par contre, les résultats de simulation ont montré la supériorité des performances de MITO. Pour un même rapport d'injection de

0.38, le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.7% à 4.7% avec la MITO et à 6% avec la MITAO.

Chapitre V

Validation expérimentale

Après le développement et la simulation d'une nouvelle approche de commande du filtre actif à structure de courant dans le domaine fréquentiel, l'étape de la validation expérimentale s'impose. Le but principal de cette étape est surtout de prouver la praticabilité de la MITO. Pour cela, nous avons développé un dispositif expérimental du filtre actif.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la description des fonctionnalités de la maquette. La seconde s'intéresse à l'analyse des résultats expérimentaux avec la MITO.

5.1. Description de la maquette expérimentale

Le schéma synoptique de la maquette est présenté à la figure 5-1 ; elle est constituée d'une source de tension triphasée, d'un redresseur et d'un filtre actif à structure de courant.

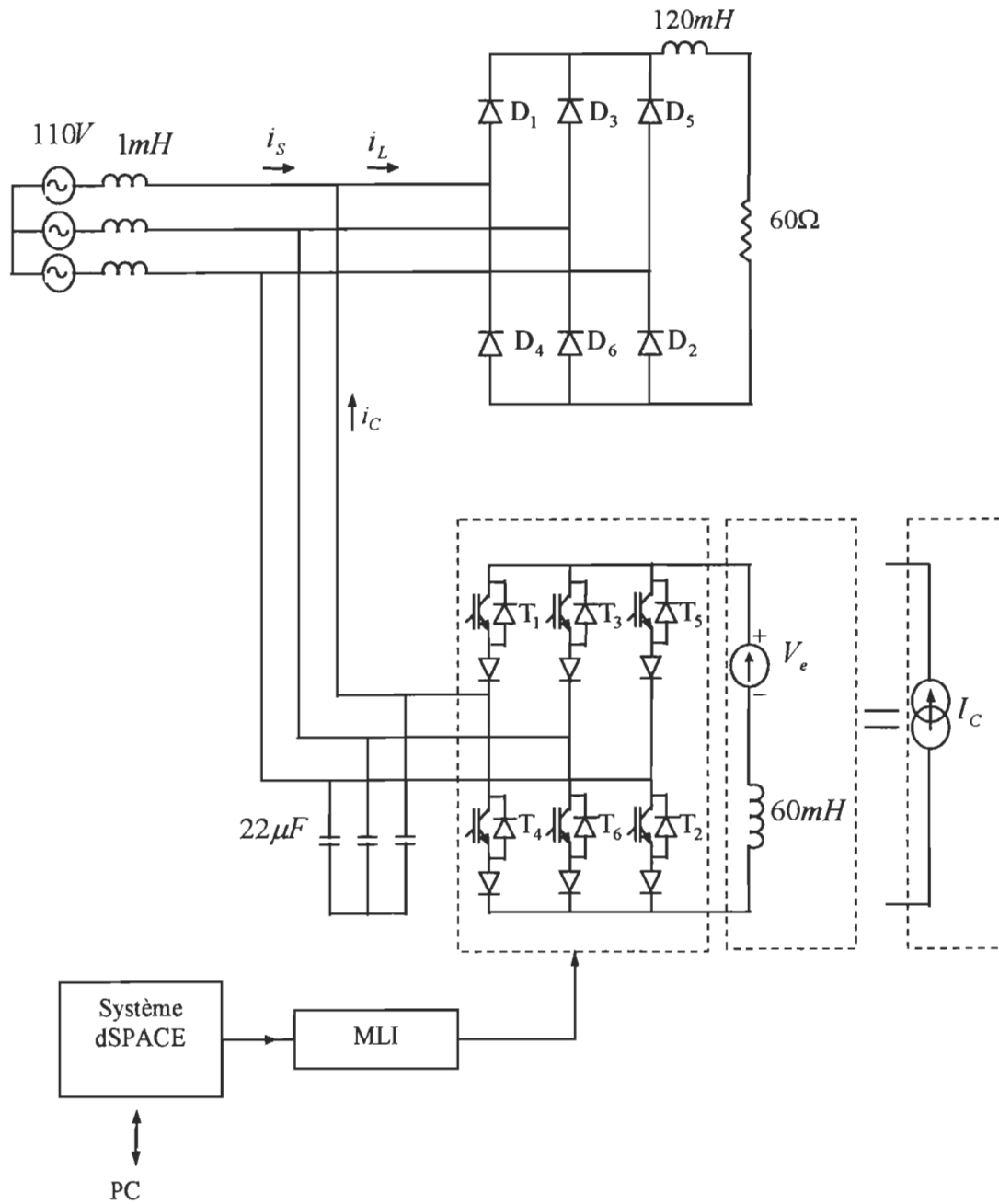


Figure 5-1 : Schéma bloc de la maquette expérimentale

Le réseau d'alimentation pour le redresseur à diode est assimilable à une source de tension triphasée alternative de $110V$, $60Hz$ et d'une inductance interne de $1mH$ par phase et d'une résistance négligeable.

Le redresseur constituant la charge polluante débite sur un circuit RL ; la résistance est de 60Ω et l'inductance est de $120mH$.

Les interrupteurs du pont onduleur sont formés par des IGBT (avec des diodes en antiparallèle) en série avec des diodes. Il s'agit de trois modules de fabrication **Semikron** (SKM 200 GBD 123 D 1S) dont chacun constitue un bras.

La source de courant est constituée d'une inductance de $60mH$ en série avec une source de tension. La source de tension est un hacheur abaisseur dont le schéma de principe est décrit dans la figure 5-2. Les condensateurs de couplage entre le filtre actif et le réseau sont de $22\mu F$ par phase.

Les fonctions de commutation pour la commande des interrupteurs du filtre actif présenté au chapitre 4 ainsi et le signal de référence de la MLI du hacheur abaisseur de la figure 5-2 sont implantés sur un système TDE DS1003/1004 alpha combo dSPACE (Annexe D). Ce système de structure multiprocesseur, est muni de deux processeurs qui peuvent fonctionner en parallèle ; un processeur numérique DS1003 (DSP TMS320C40) dont la fréquence est de $50MHz$ et un processeur numérique DS1004 (DEC ALPHA AXP21164/500 processor) dont la fréquence est de $500MHz$; c'est un outil puissant

conçu pour le prototypage rapide de commande, la validation temps réel et les simulations (*hardware-in-the-loop*). La communication inter-processeurs s'effectue à l'aide d'une mémoire à double accès (*Dual Port Memory*) accessible par les deux processeurs simultanément comme une mémoire locale. Le système possède une carte analogique-numérique (DS2003) avec 32 voies et une carte numérique-analogique (DS1003) avec 32 voies [38][39].

Ainsi, pour implanter dans le système dSPACE les fonctions de commutation des interrupteurs du filtre actif et le contrôleur PI du hacheur abaisseur, des modèles de ces derniers sont d'abord développés sous SIMULINK, et grâce à Real-Time Interface (RTI), lesdits modèles sont téléchargés automatiquement sur le système DSP (par le biais du Real-Time Workshop).

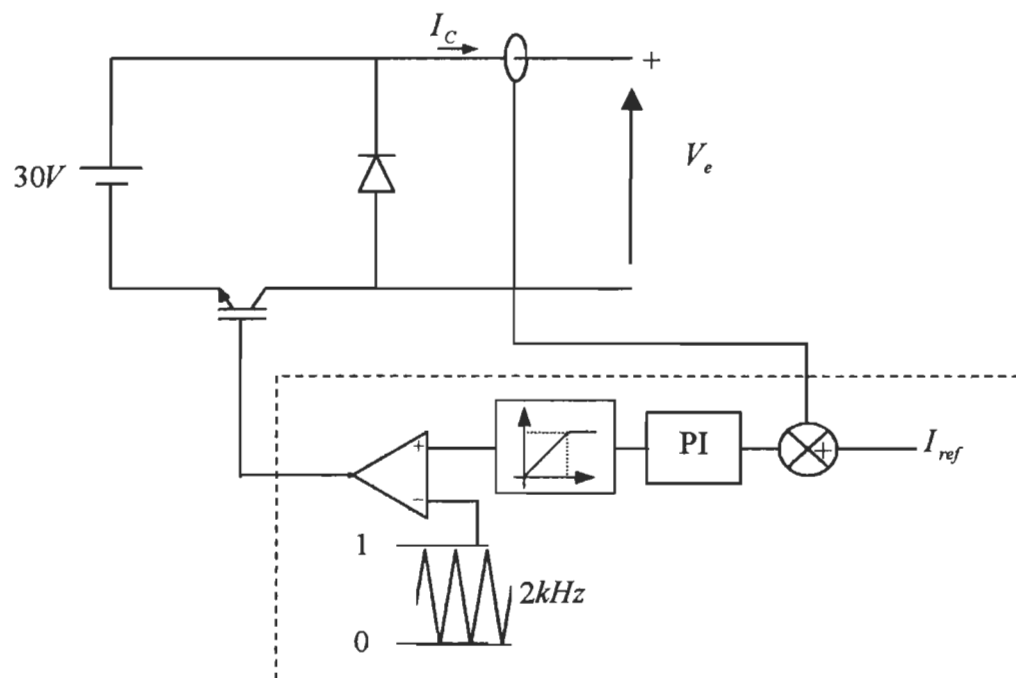


Figure 5-2 : Source de tension continue

Les paramètres du contrôleur PI du hacheur abaisseur de la figure 5-2 sont ajustés en simulation et en temps réel grâce à un des outils de dSPACE : Cockpit. Ainsi, les valeurs qui ont été choisies sont: $K_P = 6.1$ et $K_I = 0.11$.

Pour réaliser l'interfaçage entre le système informatique et la grille des IGBT de l'onduleur, des circuits drivers de fabrication **Semikron** (SKH 1 23/12) sont utilisés. Ils assurent en outre une isolation galvanique entre le circuit de puissance et le système informatique. Finalement, pour isoler électriquement le système informatique du hacheur abaisseur, un opto-coupleur est utilisé.

5.2. Résultats expérimentaux

Le reste de ce chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus à partir de la maquette présentée dans la section précédente. Nous nous intéressons plus particulièrement à la réduction du THD_i après compensation. Les résultats expérimentaux ont été obtenus en utilisant les mêmes rapports d'injection que ceux utilisés en simulation.

Les figures 5-3, 5-5, 5-7 et 5-9 présentent respectivement les courants de la charge (I_L), de la ligne ca (I_s) et du filtre actif (I_C) pour les quatre rapports d'injection 0.38, 0.48, 0.58 et 0.68. Ainsi, les figures 5-4, 5-6, 5-8 et 5-10 illustrent respectivement les spectres du courant avant et après compensation pour ces différents rapports d'injection.

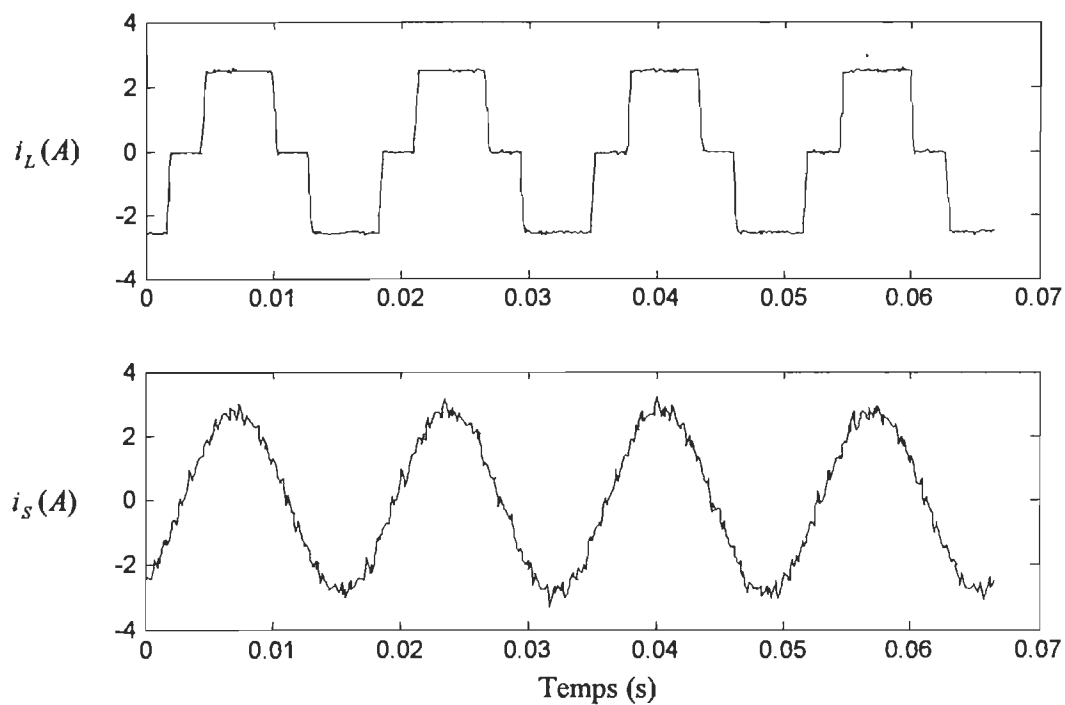


Figure 5-3 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$

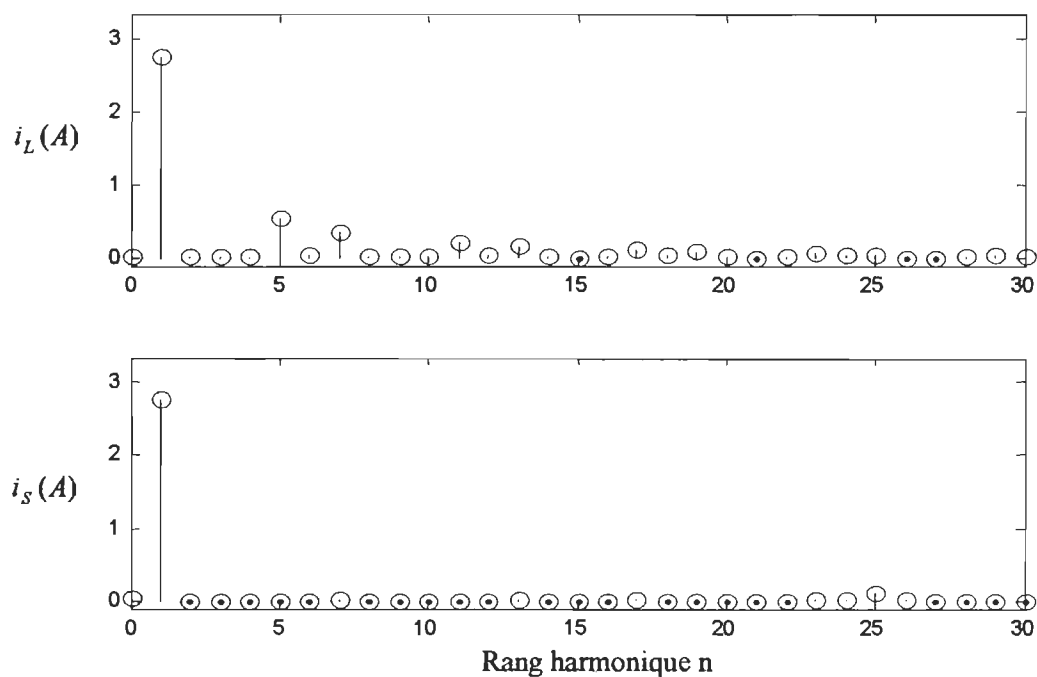


Figure 5-4 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.38$

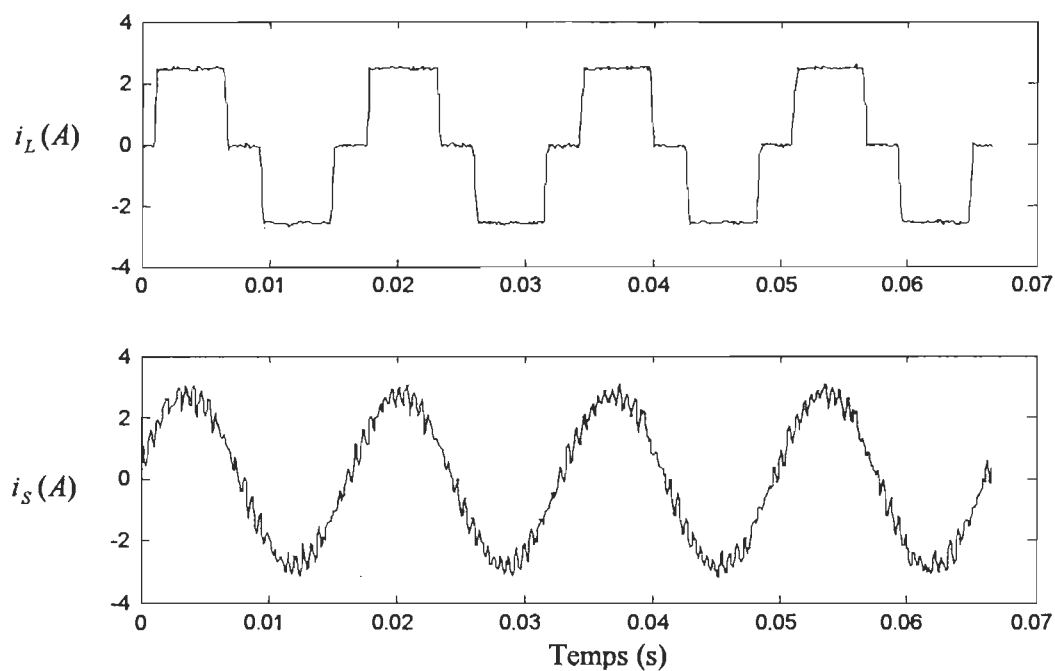


Figure 5-5 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$

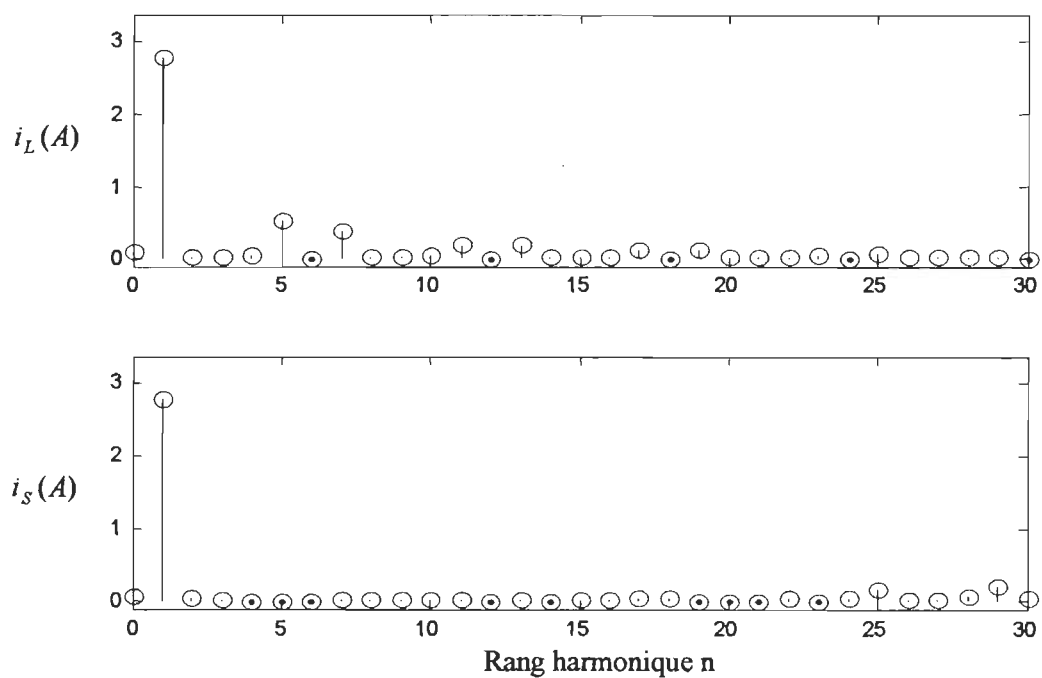


Figure 5-6 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.48$

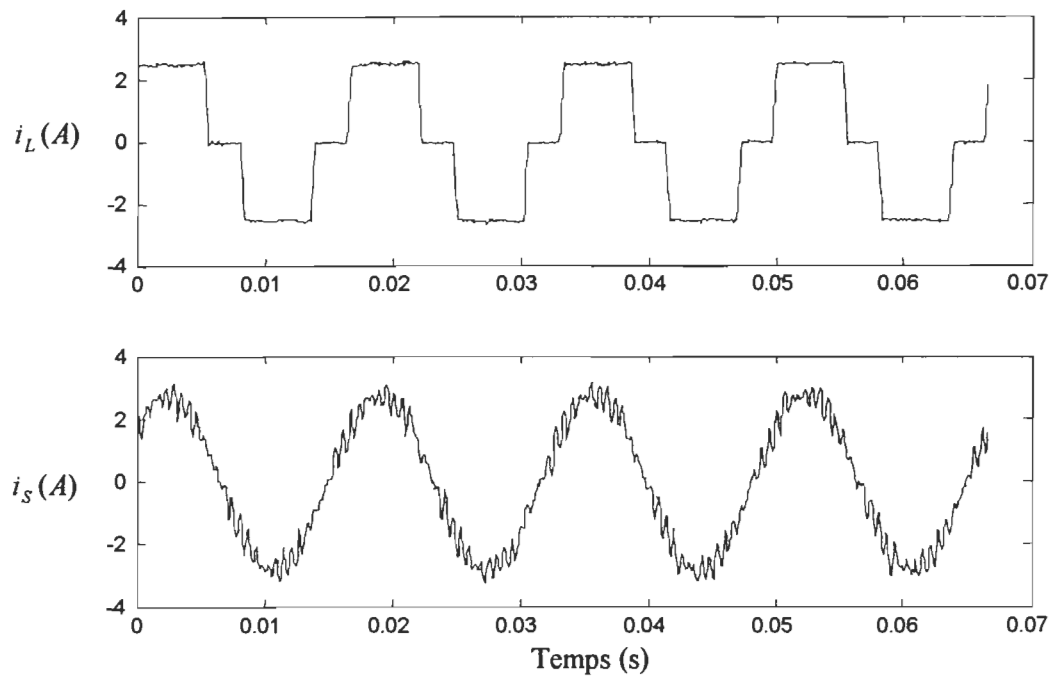


Figure 5-7 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$

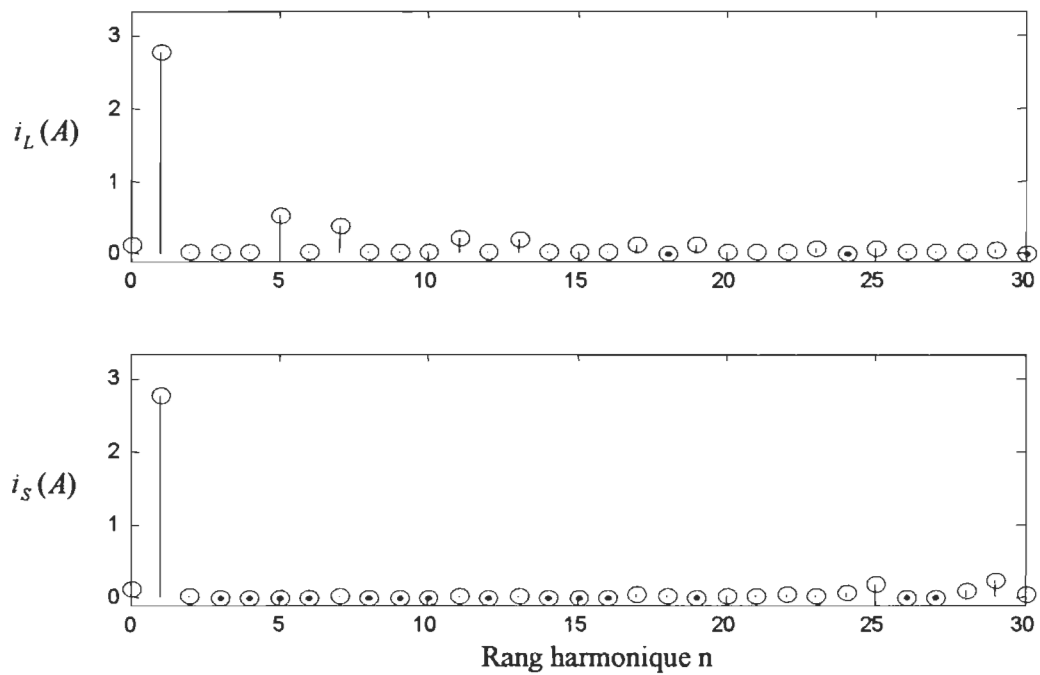


Figure 5-8 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_s avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.58$

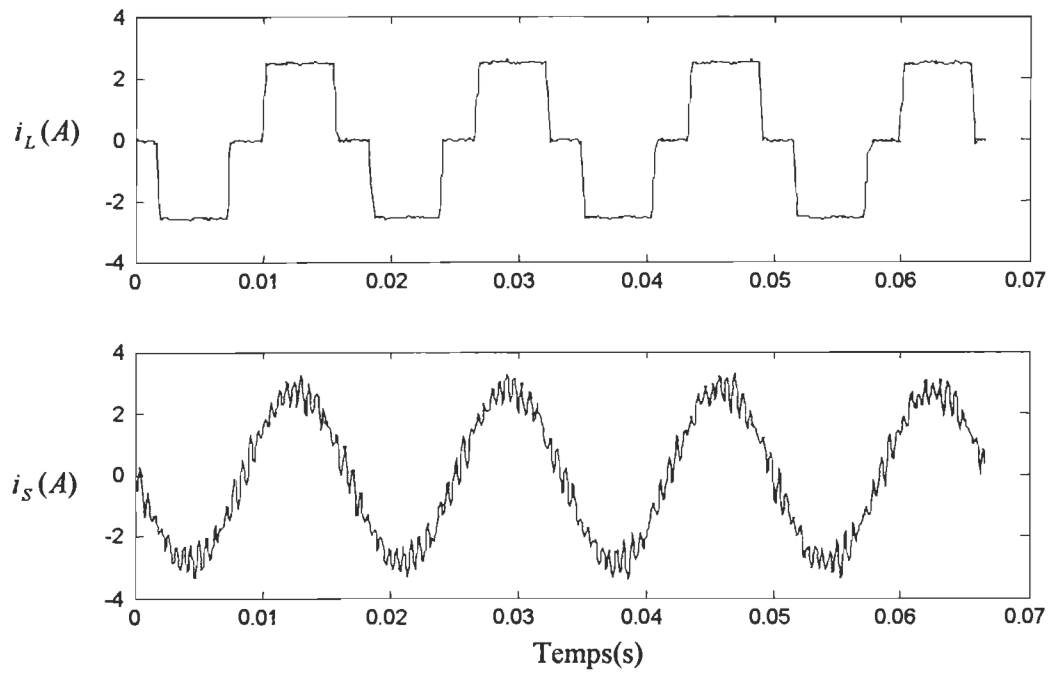


Figure 5-9 : Courants mesurés de la charge i_L et de la ligne i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$

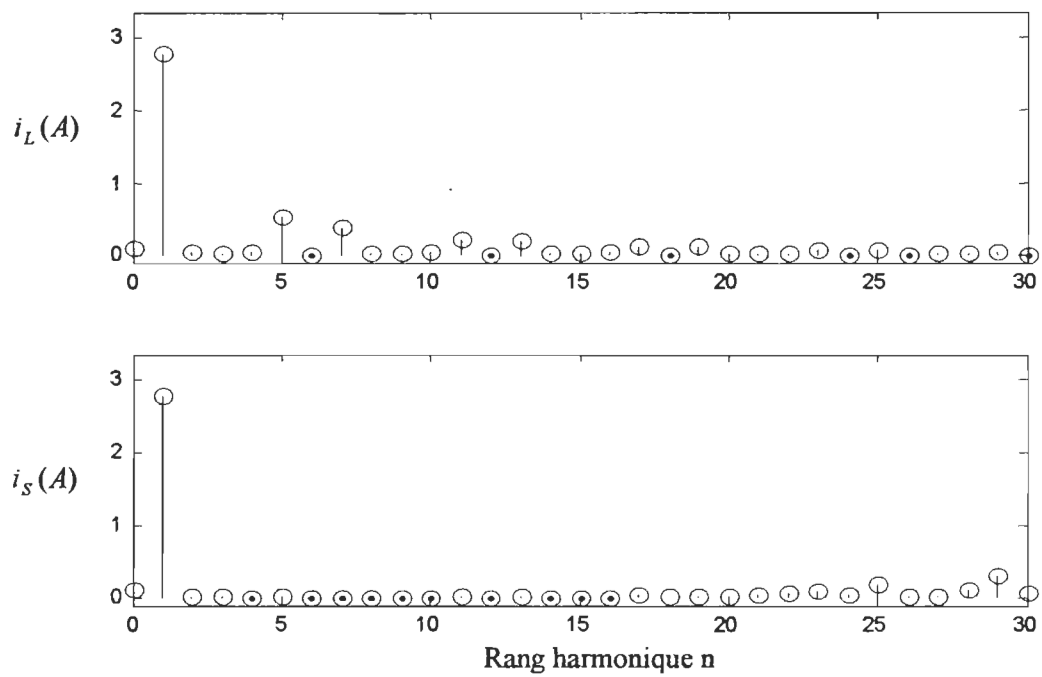


Figure 5-10 : Spectres du courant mesurés dans la ligne avant compensation i_L et après compensation i_S avec la MITO pour un rapport d'injection $x_0 = 0.68$

L'analyse de Fourier nous a permis d'affirmer que les 19 premiers harmoniques sont correctement réduits. Le taux de distorsion calculé est réduit de 28% à 4.6% pour un rapport d'injection 0.38.

Le tableau 5-1 présente le taux de distorsion du courant harmonique (THD_i) pour les différents rapports d'injection. Les résultats montrent que le taux de distorsion varie en fonction du rapport d'injection. Les réductions du THD_i résultant de la compensation montrent que les résultats expérimentaux sont en accord avec les résultats de simulation obtenus avec MATLAB et PSIM.

Tableau 5-1 : THD_i mesurés en fonction du rapport d'injection avec la MITO

x_0	THD_i en (%)
0.38	4.6
0.48	6.5
0.58	7.3
0.68	8.2

5.3. Sommaire

Dans ce chapitre, nous avons présenté en détail le dispositif expérimental. Les résultats expérimentaux nous permettent de conclure sur les bonnes performances de la méthode d'injection triphasée optimisée. Les 19 premiers harmoniques sont correctement réduits,

et le taux de distorsion harmonique s'améliore lorsque le rapport d'injection diminue.

Ces conclusions rejoignent celles obtenues en simulations.

Chapitre VI

Conclusion

Dans de ce mémoire nous avons apporté une contribution au développement des stratégies de commande des filtres actif pour éliminer des perturbations harmoniques. Nous avons proposé deux nouvelles stratégies de commande dans le domaine fréquentiel pour un filtre actif shunt à structure courant.

Nous avons d'abord effectué une étude théorique et une comparaison entre les deux principales structures de filtres actif, ainsi que leurs stratégies de commande. La stratégie de commande basée sur la puissance instantanée élaborée dans le domaine temporel et la stratégie de commande basée sur la théorie de G. Choe et M. Park élaborée dans le domaine fréquentiel ont été respectivement présentées. Les deux structures du filtre actif réalisent leur but principal à savoir améliorer la qualité de l'onde du système de distribution. L'avantage principal de la structure tension réside dans son élément de stockage d'énergie capacitif qui est plus efficace. Nous avons cependant retenu la structure de courant car elle présente l'avantage d'être supérieure en ce qui concerne le contrôle et la fiabilité. De plus, avec l'arrivée des bobines supraconductrices, les filtres

actifs à source de courant sont plus prometteurs car ils pourraient fonctionner avec moins de pertes.

Nous avons ensuite présenté deux nouvelles stratégies de commande d'un filtre actif triphasé à structure de courant dans le domaine fréquentiel. Ces stratégies de commande présentent l'avantage de convenir pour un filtre actif à source de courant triphasé plutôt que trois monophasés tel que proposé dans la littérature. La première stratégie que nous avons proposée est la méthode d'injection optimisée triphasée. Elle consiste à éliminer les harmoniques produits par un redresseur triphasé jusqu'à un rang harmonique M fini. Pour déterminer le modèle du courant d'injection, des équations harmoniques non-linéaires transcendantales relatives à la nouvelle méthode sont établies sur la base de la méthode MLI et résolues en utilisant la technique de linéarisation. La deuxième stratégie que nous avons proposée est la méthode d'injection optimisée basée sur le principe des aires. Cette stratégie est essentiellement une approche d'échantillonnage non-uniforme où les centres des surfaces des impulsions de la fonction de commutation sont alignés avec les centres des surfaces correspondantes de la forme d'onde du courant harmonique. Le centre d'une impulsion de la fonction de commutation est placé à l'abscisse sur l'axe des temps entre deux points d'inflexion de la forme d'onde du courant harmonique correspondant. Les simulations effectuées avec Matlab et PSIM ont permis de valider les deux nouvelles approches de compensation harmonique. Avec ces nouvelles stratégies de commande, le taux de distorsion du courant de ligne est nettement réduit. Cependant, les résultats de simulation ont mis en relief la supériorité des performances de la MITO par

rapport à MITAO. Pour un rapport d'injection de 0.38, le taux de distorsion harmonique est ramené de 28% à 4.6% pour la première méthode et à 6% pour la deuxième méthode.

A la suite de ces simulations numériques du filtre actif, nous avons réalisé un prototype expérimental du filtre actif avec la MITO dans le but d'éliminer les harmoniques jusqu'au 19^{ème} harmonique. Les résultats expérimentaux coïncident avec les résultats de simulations ; ce qui démontre la faisabilité de cette nouvelle approche de commande. Mais les résultats expérimentaux ne peuvent être considérés comme définitifs. Ils doivent être confortés par des expérimentations sur des systèmes de moyenne (et/ou forte) puissance plus proches de la réalité industrielle.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems*, IEEE PES T&D Committee, Mai 4, 1996.
- [2] H. Akagi, "New Trends in active Filters for Power Conditioning", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.32, pp. 1312–1322, Nov/Décc 1996.
- [3] A. Cavallini et G.C. Montanari, "Compensation Strategies for Shunt Active Filter Control", *IEEE Trans. Power Electronics.*, pp. 587–593, 1994.
- [4] C.V. Nunez-Noriega et G.G. Karady, "Five step-low frequency switching active power filter for network harmonic compensation in substations", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 14, pp. 1298–1303, Oct. 1999.
- [5] W.M. Grady, M.J. Samotyj et A.H. Noyola, "Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 5, pp. 1536–1542, Juillet 1990.
- [6] G. Choe et M. Park, "Analyse and Control of Active Power Filter with optimized Injection", *Proc, IEEE PESC Annual Meeting*, pp 401–409. 1986.
- [7] G. Choe et M.-H. Park, "A new injection method for AC harmonic elimination by active power filter", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 35, pp. 141–147, Fev. 1988.
- [8] J. Xu, "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lauraine, 1994.
- [9] G. Thierry, "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique", Thèse de doctorat, École Centrale de Nante, juillet 1997.
- [10] T. Deflandre et P. Mauraas, "*Les harmoniques sur les réseaux électriques*", Paris : Eyrolles, 1998.
- [11] S. Bernard et G. Escriva, "Surcoûts engendrés par les harmoniques et économies réalisés grâce à la compensation active", *REE*, Vol. 35, pp. 52 –60, Mai, 1999.
- [12] E. Félice, "*Perturbations harmoniques*", Paris : Dunod , 2000.
- [13] Z. Yao et V. Rajagopalan, "*Régulateur robuste pour la compensateurs des harmoniques et de puissance réactive*", Rapport de recherche, Université du Québec à Trois-Rivières, 1995.

- [14] E. Ngandui, "Contribution à la Réduction des Harmoniques non Caractéristiques Produits par les Convertisseurs CA/CC", Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, juillet 1996.
- [15] E. Félice, "*La menace des harmoniques : Mesure, analyse et solution*", Paris : Publitronic/Elektor , 2001.
- [16] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, "*Les Convertisseurs de l'Électronique de Puissance*", Paris : Technique et Documentation –Lavoisier, 1995.
- [17] N. Mendalek, "Compensation active dans un réseau triphasé", Mémoire de maîtrise, l'École de technologie supérieure, 1997.
- [18] F.Z Peng et D.J Adams, "Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters", *Conference Record of the Thirty-Fourth IAS IEEE Annual Meeting.*, Vol. 1, pp. 448–455. 1999
- [19] Z. P. Fang, "Application issues of active power filters", *IEEE Industry Applications Magazine.*, Vol. 4, pp. 21–30, Sept.-Oct. 1998.
- [20] L. Benchaita, S. Saadate et A. Salem Nia, "A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation", *IEEE Trans. Power Systems.*, Vol. 14, pp. 642–647, Mai 1999.
- [21] H.I. Yunus, et R.M. Bass, "Comparison of VSI and CSI topologies for single-phase active power filters", *Proc. 1996 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, Vol. 2, pp. 1892 –1898, 1996.
- [22] Y. Hayashi, N. Sato et K. Takahashi, "A novel control of a current-source active filter for AC power system harmonic compensation", *IEEE Trans. Ind Appl.*, Vol. 27, pp. 380 –385, Mars-Avril 1991.
- [23] S. Fukuda et T. Endoh, "Control method for a combined active filter system employing a current source converter and a high pass filter". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, pp. 590 –597, 1995.
- [24] H. Akagi, Y. Kanazawa et A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 3, pp.625–630, 1984.
- [25] H. Akagi, A. Nabae et S. Atoh, "Control strategy of active power filters using voltage-source", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 3, pp.460–465, 1986,
- [26] J.F. Chicaro, D. Dejsakulrit et B.S.P. Perera, "A centroid based switching strategy for active power filters", *IEEE Trans. Power Electronics.*, pp. 648–653, Oct. 1993.

- [27] W.M. Grady, M.J. Samotyj et A.H. Noyola, "Minimizing network harmonic voltage distortion with an active power line conditioner ", *IEEE Trans. Power Delivery.*, vol. 6, pp. 1690–1697, oct 1991.
- [28] J.R. Espinoza, G. Joos, J.I. Guzman, L.A. Moran, et R.P. Burgos, "Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 48 , pp. 71–81, Fev. 2001.
- [29] R.B Betz, R.J. Evans et B.J. Cook, "Optimal Pulse with Modulation for Current Source Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IE-33, pp.318, 1986.
- [30] H.R. Karshenas, H.A. Kojori et S.B. Dewan, "Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters", *IEEE Trans. Power Elect.*, Vol. 10, pp. 566–573, Sept. 1995.
- [31] H.S. Patel et R.G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in thyristor Inverters : part I-Harmonic Elimination", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-9, pp.310–317, 1973.
- [32] S. Mouttou, E. Ngandui et P. Sicard, "A novel PWM current control method for AC harmonic elimination by active power filter", *Proc. 2001 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering.*, pp. 793 –797, 2001.
- [33] N. Enjeti, P.D. Ziogas, et J.F. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, pp. 302–316, Mars-Avril 1990.
- [34] S.M. Williams, et R.G. Hoft, "Implementation of current source inverter for power line conditioning", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, pp. 773 –779,1991.
- [35] S.D. Round et R.M. Duke, "Real Time Optimization of an Active Filter's performance", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 278–284, 1994.
- [36] T. Thomas, K. AlHaddad, G. Joos et A. Jaafari, "Design and Performance of Active Power Filters", *IEEE Ind. Appl. Magazine.*, vol. 4, pp.38–46, Sept/ Oct 1998.
- [37] D.C. Paice, "Power Electronic Converter Harmonics", IEEE Press, 1996.
- [38] A. Ba-Razzouk, "Introduction au système temps réel dSPACE ", Séminaire de la CPEE, 21 mars 2001.
- [39] www.dspace.com

Annexe A

ANGLES DE COMMUTATION EN FONCTION DU RAPPORT D'INJECTION

Tableau A-1: Angles de commutation avec la MITO en fonction du rapport d'injection x_o pour l'élimination des harmoniques 5 et 7

Angles de commutation (°)	Rapport d'injection x_o								
	0.38	0.43	0.48	0.53	0.58	0.68	0.78	0.88	0.98
θ_1	11.45	9.36	7.79	6.56	5.56	4.04	2.92	2.07	1.39
θ_2	11.45	9.36	7.79	6.56	5.56	4.04	2.92	2.07	1.39
θ_3	24.04	18.69	15.7	13.97	12.51	10.41	8.94	7.85	7.01
θ_4	27.29	22.02	19.31	17.46	16.08	14.08	12.7	11.68	10.89

Tableau A-2: Angles de commutation avec la MITO en fonction du rapport d'injection x_o pour l'élimination des harmoniques 5, 7, 11 et 13

Angles de commutation (°)	Rapport d'injection x_o								
	0.38	0.43	0.48	0.53	0.58	0.68	0.78	0.88	0.98
θ_1	7.97	9.13	9.82	10.33	10.83	11.49	12.03	12.41	12.70
θ_2	8.97	10.89	11.28	11.43	11.99	12.19	12.67	12.82	12.87
θ_3	11.79	13.58	14.01	14.16	14.72	14.88	15.32	15.41	15.38
θ_4	11.79	13.58	14.01	14.16	14.72	14.88	15.38	15.41	15.38
θ_5	16.14	17.92	18.19	18.14	18.83	18.73	19.35	19.34	19.06
θ_6	25	24.39	23.45	22.65	22.49	21.61	21.48	21.09	20.59
θ_7	26.90	25.76	24.64	23.77	23.27	22.26	21.68	21.14	20.67

Annexe B

DÉTERMINATION DES POINTS D'INFLEXION

L'expression du courant de référence est donnée par :

$$i_h(\theta) = \sum_{n=2}^N A_n \sin(n\theta)$$

La dérivée seconde de l'équation du courant de référence est donnée par:

$$G_H(\theta) = \sum_{n=2}^N [n^2 A_n \sin(n\theta)]$$

Sachant que :

$$\sin n\theta = \sin \theta \left\{ (2 \cos \theta)^{n-1} - \binom{n-2}{1} (2 \cos \theta)^{n-3} + \binom{n-3}{2} (2 \cos \theta)^{n-5} - \dots \right\}$$

avec :

$$\binom{n}{k} = \frac{n(n-1)(n-2)\dots(n-k+1)}{k!}$$

Les expressions suivantes peuvent être établies :

$$\begin{aligned} 25A_5 \sin 5\theta &= 25A_5 \sin \theta \{ (2 \cos \theta)^4 - 3(2 \cos \theta)^2 + 1 \} \\ &= \sin \theta \{ 25A_5 (2 \cos \theta)^4 - 75A_5 (2 \cos \theta)^2 + 25A_5 \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 49A_7 \sin 7\theta &= 49A_7 \sin \theta \{ (2 \cos \theta)^6 - 5(2 \cos \theta)^4 + 6(2 \cos \theta)^2 - 1 \} \\ &= \sin \theta \{ 49A_7 (2 \cos \theta)^6 - 245A_7 (2 \cos \theta)^4 + 294A_7 (2 \cos \theta)^2 - 49A_7 \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
121A_{11} \sin 11\theta &= 121A_{11} \sin \theta \left\{ (2\cos\theta)^{10} - 9(2\cos\theta)^8 + 28(2\cos\theta)^6 \right. \\
&\quad \left. - 35(2\cos\theta)^4 + 15(2\cos\theta)^2 - 1 \right\} \\
&= \sin \theta \left\{ 121A_{11}(2\cos\theta)^{10} - 1089A_{11}(2\cos\theta)^8 + 3388A_{11}(2\cos\theta)^6 \right. \\
&\quad \left. - 4235A_{11}(2\cos\theta)^4 + 1815A_{11}(2\cos\theta)^2 - 121A_{11} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
169A_{13} \sin 13\theta &= 169A_{13} \sin \theta \left\{ (2\cos\theta)^{12} - 11(2\cos\theta)^{10} + 45(2\cos\theta)^8 - 84(2\cos\theta)^6 \right. \\
&\quad \left. + 70(2\cos\theta)^4 - 21(2\cos\theta)^2 + 1 \right\} \\
&= \sin \theta \left\{ 169A_{13}(2\cos\theta)^{12} - 1859A_{13}(2\cos\theta)^{10} + 7605A_{13}(2\cos\theta)^8 \right. \\
&\quad \left. - 14196A_{13}(2\cos\theta)^6 + 11830A_{13}(2\cos\theta)^4 \right. \\
&\quad \left. - 3549A_{13}(2\cos\theta)^2 + 169A_{13} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
289A_{17} \sin 17\theta &= 289A_{17} \sin \theta \left\{ (2\cos\theta)^{16} - 15(2\cos\theta)^{14} + 91(2\cos\theta)^{12} \right. \\
&\quad \left. - 286(2\cos\theta)^{10} + 495(2\cos\theta)^8 - 462(2\cos\theta)^6 \right. \\
&\quad \left. + 210(2\cos\theta)^4 - 36(\cos\theta)^2 + 1 \right\} \\
&= \sin \theta \left\{ 289A_{17}(2\cos\theta)^{16} - 4335A_{17}(2\cos\theta)^{14} + 26299A_{17}(2\cos\theta)^{12} \right. \\
&\quad \left. - 82654A_{17}(2\cos\theta)^{10} + 143055A_{17}(2\cos\theta)^8 \right. \\
&\quad \left. - 133518A_{17}(2\cos\theta)^6 + 60690A_{17}(2\cos\theta)^4 \right. \\
&\quad \left. - 10404A_{17}(\cos\theta)^2 + 289A_{17} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
361A_{19} \sin 19\theta &= 361A_{19} \sin \theta \left\{ (2\cos\theta)^{18} - 17(2\cos\theta)^{16} + 120(2\cos\theta)^{14} \right. \\
&\quad \left. - 455(2\cos\theta)^{12} + 1001(2\cos\theta)^{10} - 1287(2\cos\theta)^8 \right. \\
&\quad \left. + 924(2\cos\theta)^6 - 330(2\cos\theta)^4 + 45(2\cos\theta)^2 - 1 \right\} \\
&= \sin \theta \left\{ 361A_{19}(2\cos\theta)^{18} - 6137A_{19}(2\cos\theta)^{16} + 43320A_{19}(2\cos\theta)^{14} \right. \\
&\quad \left. - 164255A_{19}(2\cos\theta)^{12} + 361361A_{19}(2\cos\theta)^{10} \right. \\
&\quad \left. - 464607A_{19}(2\cos\theta)^8 + 333564A_{19}(2\cos\theta)^6 \right. \\
&\quad \left. - 119130A_{19}(2\cos\theta)^4 + 16254A_{19}(2\cos\theta)^2 \right. \\
&\quad \left. - 361A_{19} \right\}
\end{aligned}$$

La dérivée seconde du courant de référence pour $N=19$ est donnée par :

$$G_H(\theta) = \sin(\theta) \left[C_1 + C_3 (2 \cos(\theta))^2 + C_5 (2 \cos(\theta))^4 + C_7 (2 \cos(\theta))^6 + C_9 (2 \cos(\theta))^8 \right. \\ \left. + C_{11} (2 \cos(\theta))^{10} + C_{13} (2 \cos(\theta))^{12} + C_{15} (2 \cos(\theta))^{14} \right. \\ \left. + C_{17} (2 \cos(\theta))^{16} + C_{19} (2 \cos(\theta))^{18} \right]$$

Si nous posons $X = (2 \cos \theta)^2$, alors les points d'inflexions de i_h sont déterminés à partir de l'équation suivante :

$$C_0 + C_1 X + C_2 X^2 + \dots + C_9 X^9 = 0$$

Avec :

$$C_0 = 25A_5 + 49A_7 + 121A_{11} + 169A_{13} + 289A_{17} + 361A_{19}$$

$$C_1 = -75A_5 + 294A_7 + 1815A_{11} - 3549A_{13} - 10404A_{17} + 16254A_{19}$$

$$C_2 = 25A_5 - 245A_7 - 4235A_{11} + 11830A_{13} + 60690A_{17} - 119130A_{19}$$

$$C_3 = 49A_7 + 3388A_{11} - 14196A_{13} - 133518A_{17} + 333564A_{19}$$

$$C_4 = -1089A_{11} + 7605A_{13} + 143055A_{17} - 464607A_{19}$$

$$C_5 = 121A_{11} - 1859A_{13} - 82654A_{17} + 361361A_{19}$$

$$C_6 = 169A_{13} + 26299A_{17} - 164255A_{19}$$

$$C_7 = -4335A_{17} + 43320A_{19}$$

$$C_8 = 289A_{17} - 6137A_{19}$$

$$C_9 = 361A_{19}$$

Les points d'inflexions de i_n dans un quart de période sont 0 et $\cos^{-1} \sqrt{X_i/2}$. Dans ce cas, le nombre M de points d'inflexions dans un quart de période est égal à $10 : (N+1/2)$.

Annexe C

LES ANGLES DE COMPENSATION AVEC LA MÉTHODE DES AIRES

Les coefficients de Fourier du courant de la charge non linéaire sont donnés par :

$$A_n = \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3}$$

Les coefficients de Fourier du courant de la charge non linéaire jusqu'au dix-neuvième harmonique sont :

$$A_5 = -0.22I_d, \quad A_7 = -0.1575I_d, \quad A_{11} = 0.1I_d, \quad A_{13} = 0.0848I_d, \quad A_{17} = -0.065I_d, \\ A_{19} = -0.058I_d$$

Les points d'inflexion du courant de référence sont obtenus de l'équation ci-dessous :

$$C_0 + C_1X + C_2X^2 + C_3X^3 + C_4X^4 + C_5X^5 + C_6X^6 + C_7X^7 + C_8X^8 + C_9X^9 = 0$$

où :

$$C_0 = -6A_1, \quad C_1 = 378A_1, \quad C_2 = -3255A_1, \quad C_3 = 10493A_1, \quad C_4 = -16524A_1, \quad C_5 = 14289A_1, \\ C_6 = -7111A_1, \quad C_7 = 2025A_1, \quad C_8 = -306A_1 \text{ et } C_9 = 19A_1$$

Les points d'inflexion de i_h dans un quart de période sont :

$$\theta_1 = 0, \theta_2 = 0.1529, \theta_3 = 0.3069, \theta_4 = 0.5202, \theta_5 = 0.7358, \theta_6 = 0.8940, \theta_7 = 1.0393, \\ \theta_8 = 1.1996, \theta_9 = 1.3388, \theta_{10} = 1.5023, \theta_{11} = 1.6392$$

La $k^{ième}$ largeur d'impulsion de la fonction de commutation est donnée par :

$$d\theta_k = \left(\frac{A_5}{5I_c} (\cos(5\theta_k) - \cos(5\theta_{k+1})) + \frac{A_7}{7I_c} (\cos(7\theta_k) - \cos(7\theta_{k+1})) \right. \\ \left. + \frac{A_{11}}{11I_c} (\cos(11\theta_k) - \cos(11\theta_{k+1})) + \frac{A_{13}}{13I_c} (\cos(13\theta_k) - \cos(13\theta_{k+1})) \right. \\ \left. + \frac{A_{17}}{17I_c} (\cos(17\theta_k) - \cos(17\theta_{k+1})) + \frac{A_{19}}{19I_c} (\cos(19\theta_k) - \cos(19\theta_{k+1})) \right)$$

Pour un rapport d'injection x_0 égale à 0.38 :

$$d\theta_k = \left(\frac{-0.0441}{x_0} (\cos(5\theta_k) - \cos(5\theta_{k+1})) + \frac{-0.0225}{x_0} (\cos(7\theta_k) - \cos(7\theta_{k+1})) \right. \\ \left. + \frac{0.0091}{x_0} (\cos(11\theta_k) - \cos(11\theta_{k+1})) + \frac{0.0061}{13x_0} (\cos(13\theta_k) - \cos(13\theta_{k+1})) \right. \\ \left. + \frac{-0.0038}{x_0} (\cos(17\theta_k) - \cos(17\theta_{k+1})) + \frac{-0.0031}{19x_0} (\cos(19\theta_k) - \cos(19\theta_{k+1})) \right)$$

Les largeurs d'impulsion de la fonction de commutation pour un quart de période sont alors :

$$d\theta_1 = -0.0664, \quad d\theta_2 = 0.1135, \quad d\theta_3 = -0.1135, \quad d\theta_4 = -0.0182, \quad d\theta_5 = -0.0676, \\ d\theta_6 = -0.0065, \quad d\theta_7 = 0.1278, \quad d\theta_8 = -0.1609, \quad d\theta_9 = 0.0965, \quad d\theta_{10} = -0.0618$$

Les angles de compensation sont donnés par :

$$\theta_{2k-1} = (\theta_{k+1} + \theta_k)/2 - |d\theta_k|/2$$

$$\theta_{2k} = (\theta_{k+1} + \theta_k)/2 + |d\theta_k|/2$$

Les angles de compensation pour un quart de période sont alors :

$$\theta_1 = 0.0433, \quad \theta_2 = 0.1096, \quad \theta_3 = 0.1732, \quad \theta_4 = 0.2867, \quad \theta_5 = 0.3568, \quad \theta_6 = 0.4703,$$

$$\theta_7 = 0.6189, \quad \theta_8 = 0.6371, \quad \theta_9 = 0.7811, \quad \theta_{10} = 0.8486, \quad \theta_{11} = 0.9634, \quad \theta_{12} = 0.9699,$$

$$\theta_{13} = 1.0555, \quad \theta_{14} = 1.1833, \quad \theta_{15} = 1.1887, \quad \theta_{16} = 1.3496, \quad \theta_{17} = 1.3723, \quad \theta_{18} = 1.4688,$$

$$\theta_{19} = 1.5399, \quad \theta_{20} = 1.6017$$

Annexe D

SYSTÈME DSPACE

dSPACE est un système de développement qui permet de tester la conception de contrôleur sur un système asservi en temps réel directement à partir des modèles Simulink. Le système dSPACE disponible à la CPEE est un DS1003/1004 alpha combo.

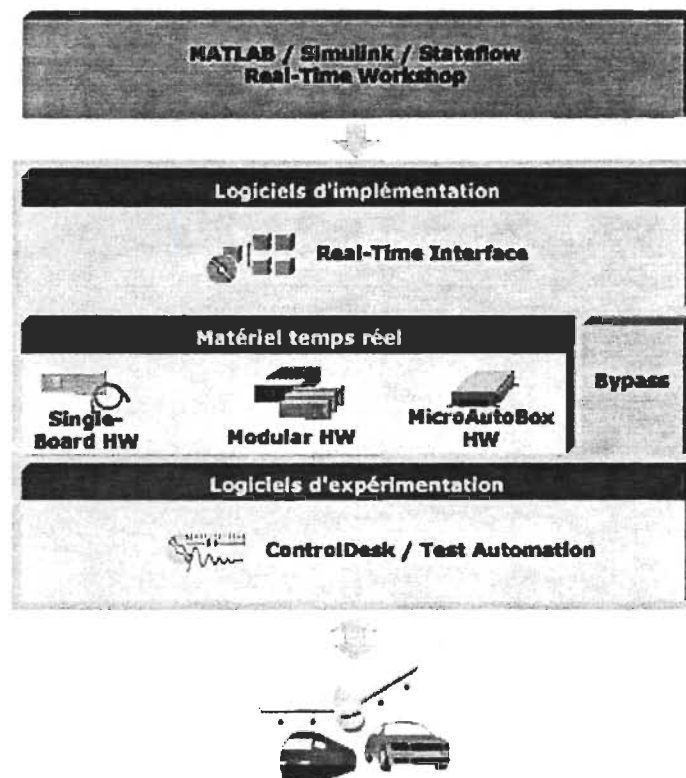


Figure D-1 : Schéma du système complet dSPACE

D.1. Outils de modélisation

Les outils de modélisation comme MATLAB/Simulink sont la base du prototypage de contrôle.

MATLAB offre une plate-forme pour le calcul numérique, l'analyse et la visualisation.. Simulink est un environnement interactif pour la modélisation et la simulation «hors-ligne » avec des schémas-blocs faciles à utiliser. Real-Time Workshop Coder génère le code C à partir des schémas-blocs, ce qui est la base pour le traitement ultérieur dans Real-Time Interface (RTI) [39].

D.2. Logiciels d'implémentation

Les logiciels d'implémentation permettent d'implémenter les modèle sur le matériel dSPACE. Les modèles peuvent être représentés sous forme de schéma-bloc ou en programme C.

D.2.1. Real-Time Interface (RTI)

Avec Real-Time Interface (RTI), les modèles Simulink peuvent être implantés automatiquement sur le matériel dSPACE, même sans avoir de connaissances en programmation. L'intégration de modèles codés en langage C est également possible.

Vue d'ensemble de RTI :

- Bibliothèque de blocs Simulink pour l'ensemble du matériel temps réel dSPACE ;
- Configuration de toutes les interfaces d'E/S ;
- Idéalement adapté aux systèmes simples tâches ou multitâches ;
- Support des évènements apériodiques, tels que les interruptions logicielles et les interruptions matérielles externes;

- Nécessite le Real-Time Workshop;

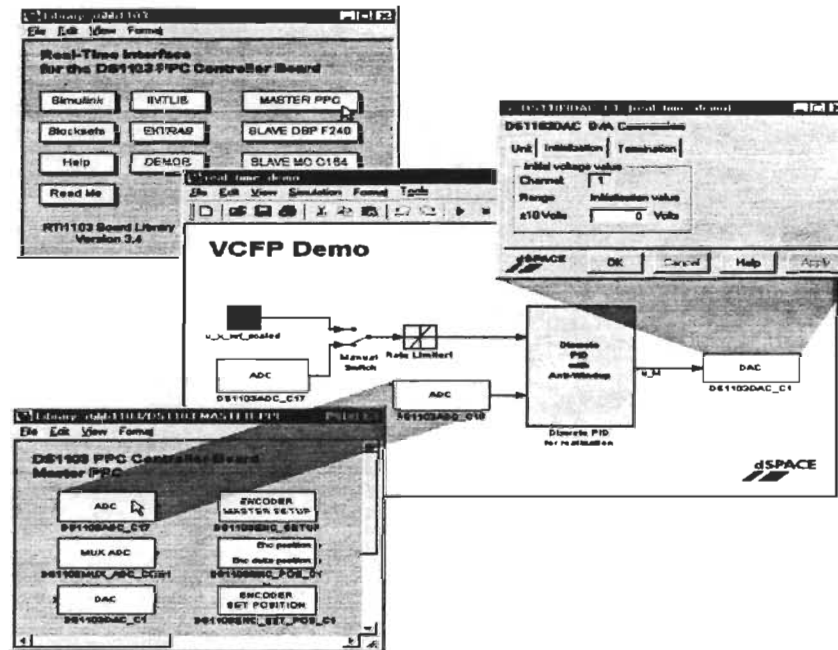


Figure D-2 : Implantation automatique du modèle Simulink sur le matériel dSPACE

D.2.2. Compilateurs et débogueurs

Compilateurs :

- Compilateur pour implémentation automatique et manuelle ;
- Texas Instruments C-Compiler pour DSPs ;
- Microtec PowerPC C-Compiler pour DS1004.

Débogueurs :

- Débogueurs pour DSP à virgule flottante de TI ;
- Aide pendant le développement et le test des programmes créés manuellement ;
- Facile à utiliser grâce à son interface utilisateur intuitive.

D.3. Matériel temps réel

Le matériel dSPACE disponible à la CPEE comprend deux processeurs sur lesquels les modèles peuvent être calculés en temps réel. La connexion au monde extérieur est établie avec de nombreuses interfaces E/S :

- DS1003 : DSP TMS320C40 (50 MHz, 60 MFLOPS) ;
- DS1004 : DEC ALPHA AXP 21164/500 processor (500 MHz, 1000 MFLOPS).

La communication inter-processeurs s'effectue à l'aide d'une mémoire à double accès (Dual Port Memory). Le TMS20C40 peut communiquer à 20 Mbytes/sec par canal.

Entrées/sorties gérées par la carte DSP :

- Entrées (DS2003) : 32 canaux, 16 bits, multiplexés (2 canaux : 5.7 μ s pour convertir les 5 canaux) ;
- Sorties (DS2103) : 32 canaux, 16 bits, 10 μ s.

Entrées/sorties haute vitesse :

- Entrées (DS2001) : 5 canaux, 16 bits, parallèle :(5 μ s pour convertir les 5 canaux) ;
- Sorties (DS2101) : 5 canaux, 12 bits, 3 μ s.

Mémoire :

- Locale (Données) :maximum 2M*32bits ;
- Globale (Code programme+ Adresse des E/S) : 1M*32 bits ;
- Mémoire à double accès (communications) : 8k*32bits.

D.4. Logiciels d'expérimentation

ControlDesk représente l'environnement d'expérimentation complet de dSPACE, il permet de gérer, instrumenter et automatiser les expérimentations intuitivement.

ControlDesk est complètement intégré dans dSPACE . Il offre les possibilités suivantes :

- Conception facile et configuration intuitive de panneaux d'instruments virtuels par glisser-déposer
- Enregistrement des données en temps réel et mise au point en ligne des paramètres
- Accès facile à presque toutes les variables des modèles sans interruption de l'expérimentation
- Automatisation de tests et génération de rapports

- Expérimentation graphique et gestion du matériel

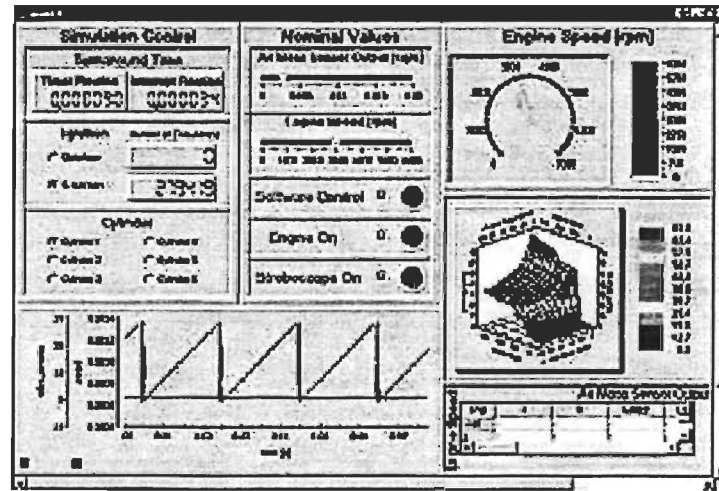


Figure D-3 : Schéma de l'environnement d'expérimentation complet de dSPACE